F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXXIII (XXXVII)

Fasc. 1–4

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1987

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI

ORSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONT ÉS KÖNYVTÁR 1989

Tomul XXXIII (XXXVII)

Fasc. 1 — 4

L: 041643

Secția III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1987

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. CAMELUȚA BELDIE (președinte)

Prof. dr. ing. ADRIAN RADU

Prof. dr. ing. M. GAFIȚANU

Conf. dr. ing. D. LIUȚE

Prof. dr. doc. D. MANGERON

Prof. dr. ing. GH. MAXIM

Acad. prof. dr. doc. CRISTOFOR SIMIONESCU

Prof. dr. doc. GH. CHIRIȚĂ

Prof. dr. doc. VALERIU BLIDARU

Această fascicolă a apărut și cu sprijinul material al Comitetului sindical și Consiliului U.A.S.C.R. al Institutului politehnic din Iași

COMITETUL DE REDACȚIE AL SECȚIEI III. ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. ing. ALEXANDRU POEATĂ
Prof. dr. ing. GHEORGHE SAVIN
Prof. dr. ing. LEOPOLD SEBASTIAN
Șef lucr. dr. ing. LIVIU GORAȘ

REDACȚIA

Prof. dr. doc. DUMITRU MANGERON
(redactor responsabil)
Prof. dr. ing. HUGO ROSMAN
(secretar de redacție)
Șef lucr. dr. ing. LIVIU GORAȘ
(redactor)
ECATERINA IRIMIEA
(tehnoredactor)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1–4 1987

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

SUMAR

Pag.

S. MITREA şi A. ADĂSCĂLIŢEI, Asupra subarmonicii a treia în circuitul ferorezonant paralel (engl., rez. rom.) 1

M. NEMESCU, D. ZAMFIR, M. CLEJU şi D. BELAUS, Interpretarea fizică a oscilaţiilor lente heteroparametrice în circuite electrice ferorezonante conţinînd un inductor neliniar comandat ortogonal (germ., rez. rom.) . . . 5

V.-M. COSMA şi I. ONCIULESCU, Consideraţii teoretice asupra procesului de autoexcitaţie din circuitele electrice care conţin un rezistor neliniar cu caracteristica controlată în tensiune şi o bobină parametrică (engl., rez. rom.) . . . 9

E.-C. SAVIN şi D. SAVIN, Asupra răspunsului de regim forţat al circuitelor liniare conţinînd bucle de bobine şi/sau secţiuni de condensatoare, la excitaţii treaptă (engl., rez. rom.) 13

D. CONDURACHE, Asupra unor proprietăţi algebrice ale funcţiilor W a l s h (engl., rez. rom.) 19

A. CREŢU şi E. CREŢU, Asupra indicării rezonanţei în circuitele derivaţie complet aperiodice (engl., rez. rom.) 25

C. HARJA, M. CREŢU şi C. SĂRMĂŞANU, Contor de energie termică cu traductor electromagnetic de debit (III) (franc., rez. rom.) 33

E. CREŢU, M. LUCANU şi A. CREŢU, Asupra utilizării convertoarelor de curent, de mică putere, pentru compensarea automată a erorilor transformatoarelor (engl., rez. rom.) 41

C.A. CIVIDJIAN, Inductanţa de dispersie a spirei în scurt circuit (partea frontală) (engl., rez. rom.) 47

V. MUNTEANU şi M. LUCANU, Capacitatea contextuală a canalelor de transmisiuni (engl., rez. rom.) 51

D. ALEXA, L. DUMITRESCU şi G. MARIŞ, Convertor static de frecvenţă cu tranzistoare, bazat pe principiul M.I.A. (germ., rez. rom.) 57

I. CASIAN, Consideraţii asupra sintezei unui numărător programabil utilizînd divizor $N/N+1$ (germ., rez. rom.) 61

L. DIMITRIU, C. ORIŢĂ şi A. CÂRSTESCU, Sistem de telecomandă multicanal cu radiaţie infraroşie. Emiţătorul (franc., rez. rom.) 65

I. CASIAN şi D. ALEXA, Invertor trifazat cu tranzistoare utilizat ca sursă de alimentare de rezervă (germ., rez. rom.) 71

C. LAZĂR, M. VOICU şi O. PĂSTRĂVANU, Utilizarea regulatorului *I*-inteligent pentru acordarea optimală a sistemelor de reglare automată pe baza criteriilor K e s s l e r (engl., rez. rom.) 73

V. ALEXANDRESCU, Model de stare liniarizat pentru studiul stabilizării optimale a sistemelor electroenergetice (franc., rez. rom.) 79

H. ROSMAN şi GH. SAVIN, Metodă optimală de calcul a unei instalaţii de filtrare—compensare (franc., rez. rom.) 89

GH. CÂRŢINĂ, Considerarea restricţiilor în optimizarea surselor reactive în reţelele de înaltă tensiune (franc., rez. rom.) 97

GH. SAVIN (H. Rosman) 103

RECENZII

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tom XXXIII (XXXVII), Fasc. 1–4 1987

Section III

ELECTROTECHNICS. ENERGETICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

CONTENTS

	Pp.
S. MITREA and A. ADĂSCĂLIŢEI, Upon the Symmetrical Third Subharmonic Response in the Parallel Ferroresonant Circuit (English, Romanian summary)	1
M. NEMESCU, D. ZAMFIR, M. CLEJU und D. BELAUS, Die physikalische Interpretierung der heteroparametrischen langsamen Schwingungen in ferroresonanten, einen nichtlinearen, orthogonal gesteuerten Induktor enthaltenden Stromkreisen (German, Romanian summary)	5
V.-M. COSMA and I. ONCIULESCU, Theoretical Considerations on the Selfexcited Process in the Circuits Containing both a Nonlinear Resistor with Voltage Controlled Characteristic and a Parametric Coil (English, Romanian summary)	9
E.-C. SAVIN and D. SAVIN, On the D.C. Steady State Response of Linear Networks Containing Inductor Loops and/or Capacitor Cutsets (English, Romanian summary)	13
D. CONDURACHE, About some Algebraic Properties of the Walsh Functions (English, Romanian summary)	19
A. CREŢU and E. CREŢU, About Resonance Indication in Complet Aperiodic Parallel Circuits (RCAPC) (English, Romanian summary)	25
C. HARJA, M. CREŢU et C. SĂRMĂŞANU, Compteur d'énergie thermique à traducteur électromagnétique de débit (III) (French, Romanian summary)	33
E. CREŢU, M. LUCANU and A. CREŢU, On Low Power Current Converter Utilization for Automatic Compensation of Current Transformers Errors (English, Romanian summary)	41
G.A. CIVIDJIAN, The Leakage Inductance of Electromagnet Shading Coil (Out-slot Parts) (English, Romanian summary)	47
V. MUNTEANU and M. LUCANU, Contextual Capacity of the Transmission Channels (English, Romanian summary)	51
D. ALEXA, L. DUMITRESCU und G. MARIŞ, Statische Frequenzumrichter mit PAM-Transistorwechselrichter (German, Romanian summary)	57
I. CASIAN, Betrachtungen zur Synthese eines programmierbaren Zählers mit dem Teiler $N/N+1$ (German, Romanian summary)	61
L. DIMITRIU, C. ORIŢĂ et A. CÂRSTESCU, Système multicanal de télécommande par rayonnement infrarouge (French, Romanian summary)	65
I. CASIAN und D. ALEXA, Dreiphasenwechselrichter mit Transistoren als Reservespeisequelle (German, Romanian summary)	71
C. LAZĂR, M. VOICU and O. PĂSTRĂVANU, Performances Improvement using *I*-Intelligent Controller in Case of Kessler's Optimization Criteria (English, Romanian summary)	73
V. ALEXANDRESCU, Modèle linéarisé d'état pour l'étude de la stabilisation optimale d'un réseau complexe d'énergie (French, Romanian summary)	79
H. ROSMAN et GH. SAVIN, Méthode optimale de calcul d'une installation de filtrage–compensation (French, Romanian summary)	89
GH. CÂRŢINĂ, La considération des restrictions dans l'optimisation des sources réactives dans les réseaux à haute tension (French, Romanian summary)	97
GH. SAVIN (H. Rosman)	103
BOOK REVIEWS	I

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXXIII (XXXVII) Вып. 1—4 1987

Секциа III

ЗЛЕКТРОТЕХНИКА.
ЭНЕРГЕТИКА. ЗЛЕКУРОНИКА. АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр
С. МИТРЯ и А. АДЭСКЭЛИЦЕЙ, К симметричной субгармонике в параллельной феррорезонансной цепи (англ., рез. рум.)	1
М. НЕМЕСКУ, Д. ЗАМФИР, М. КЛЕЖУ и Д. БЕЛАУС, Физическая интерпретация гетеропараметрических медленных колебаниях в феррорезонансных электрических цепях с нелинейным индуктором с ортогональным управлением (нем.. рез. рум.)	5
В.-М. КОСМА и И. ОНЧУЛЕСКУ, Теоретические соображения над процессом автовозбуждения в электрической цепи имеющей параметрическую обмотку и нелинейный резистор, управляемый под напряжением (англ., рез. рум.)	9
Э.-К. САВИН и Д. САВИН, К установившейся режиме в линейных цепьях содержащие контуры катушек и или сечении конденсаторов при ступенчатом входном сигнале (англ., рез. рум.)	13
Д. КОНДУРАКЕ, К алгебраическим свойствам функций У о л ш а (англ., рез. рум.)	19
А. КРЕЦУ и Е. КРЕЦУ, Об детекции резонанса в параллельные полные апериодические цепи (англ., рез. рум.)	25
К. ХАРЖА, М. КРЕЦУ и К. СЭРМЭШАНУ, Счётчик тепловой энергии употребляемый зктромагнитный датчик расхода (III) (франц., рез. рум.)	33
Е. КРЕЦУ, М. ЛУКАНУ и А. КРЕЦУ, Об использовавании конверторов тока малой мощности для автоматической коррекции ошибок трансформатора тока (англ., рез. рум.)	41
Г. А. ЧИВИДЖЯН, Индуктивность рассеяния экранирующего витка (внепазовой части) (англ., рез. рум.)	47
В. МУНТЯНУ и М. ЛУКАНУ, Контекстуалная ёмкости каналов передачи информации (англ., рез. рум.)	51
Д. АЛЕКСА, Л. ДУМИТРЕСКУ и Г. МАРИШ, Преобразователь частоты с транзистора и АИМ-инвертор (нем..рез. рум.)	57
И. КАСЯН, Рассмотрении на синтез один програмированной счётчик использовая делитель $N/N+1$ (нем., рез. рум.)	61
Л. ДИМИТРИУ, К. ОРИЦЭ и А. КЫРСТЕСКУ, Многоканальная система управления с инфракрасной радиации. Передатчик (франц., рез. рум.)	65
И. КАСЯН и Д. АЛЕКСА, Трёхфазный инвертор с транзисторам использовано как источник вспомогательного питания (нем., рез., рум.)	71
К. ЛАЗЭР, М. ВОИКУ и О. ПЭСТРЭВАНУ, Улучшение технических качеств при употреблении *I*-интелигентных регуляторов в случай критерий оптимизации К е с с л е р а (англ., рез. рум.)	73
В. АЛЕКСАНДРЕСКУ, Линеаризованная модель состояния для исследования оптимальной стабилизации электроэнергетических систем (франц., рез. рум.)	79
Г. РОСМАН и Г. САВИН, Оптимальный метод расчета для фильтрующей—компенсирующей установки (франц., рез. рум.)	89
Г. КЫРЦИНЭ, Учет ограничения в оптимизации реактивных источников сетей высоких напряжений (франц., рез. рум.)	97
Г. САВИН (Г. Росман)	103
РЕЦЕНЗИЙ	

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.3.083.2

UPON THE SYMMETRICAL THIRD SUBHARMONIC RESPONSE IN THE PARALLEL FERRORESONANT CIRCUIT

BY

SAVEL MITREA and ADRIAN ADĂSCĂLIŢEI

1. Introduction

It is known that the steady state behaviour of the parallel ferroresonant circuits is described by the D u f f i n g's differential equation. The harmonic balance method, that is employed for the obtaining of steady state solutions, is difficult to apply in cases where nonlinearity is strong and subharmonic response is to be determined. Stability of the response signal is not a simple matter to deal with as well. As it will be apparent from the present paper the subharmonic response and its stability can be determined easily if the magnetic characteristic is approximated by three straight line segments.

2. Steady State Equations for the Symmetrical Third Subharmonic Response

The parallel ferroresonant circuit is represented in Fig. 1. It has been shown [1] that piece-wise linear model of ferroresonance is legitimate for the usual ferromagnetic core distribution transformers. The magnetic characteristic of nonlinear reactor is represented in Fig. 2. The flux linkage and current are denoted by Φ and i respectively. The slope of magnetic characteristic beyond the saturation knee is denoted by L and represents the dynamic inductance in this region. To the purpose of obtaining simple expressions for the coefficients of equations, hysteresis is ignored.

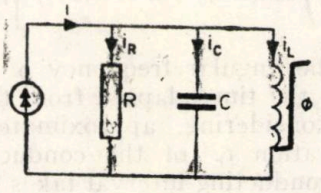


Fig. 1

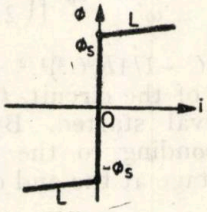


Fig. 2

The parallel ferroresonant circuit is supplied by an ideal current source with $i=I\sin(\omega t+\theta)$. The symmetrical third subharmonic wave-

form of capacitor voltage and the sine-voltage of the equivalent voltage source are shown in Fig. 3. In order to increase generality of the results, the voltages are normalized with respect to the voltage $\omega\Phi_s$.

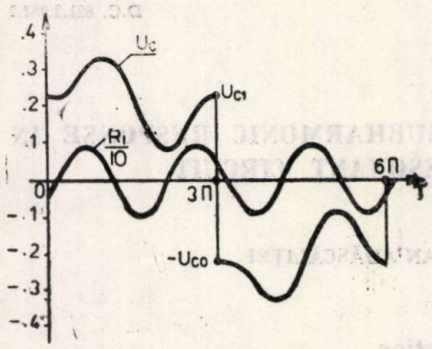


Fig. 3

The halfperiod of output signal is broken into two intervals. The first interval corresponds with the change of normalized flux linkage from -1 to $+1$, that are associated to the lower saturation knee and to the upper saturation one respectively. Since within this interval the current through the reactor is zero we term it as nonconducting interval. The second interval is a conducting one since the inductance is finite and the current is nonzero.

The normalized state variables u_c and Φ have the following expressions in the nonconducting interval:

$$u_c = -\frac{RI\cos(\tau+\theta-\varphi)}{(R^2C^2\omega^2+1)^{1/2}} + \left[U_{c0}+\frac{RI\cos(\theta-\varphi)}{(R^2C^2\omega^2+1)^{1/2}}\right]e^{-\frac{\tau}{RC\omega}}, \tag{1}$$

$$\Phi = \frac{RI[\sin(\theta-\varphi)-\sin(\tau+\theta-\varphi)]}{(R^2C^2\omega^2+1)^{1/2}} + \tag{2}$$

$$+ RC\omega\left[U_{c0}+\frac{RI\cos(\theta-\varphi)}{(R^2C^2\omega^2+1)^{1/2}}\right](1-e^{-\frac{\tau}{RC\omega}})-1,$$

where:

$$\tau=\omega t_n,\quad \varphi=-\tan^{-1}(1/RC\omega).$$

The circuit parameters R, L and C are considered to be such that the natural response, in the conducting interval, is underdamped. The expression for the normalized capacitor voltage, in this interval, is the following:

$$u_c = \frac{RI-U_{c1}}{RC\omega'}e^{-\frac{t_c}{2RC}}\sin(\omega' t_c) + \tag{3}$$

$$+\frac{U_{c1}}{\omega'}e^{-\frac{t_c}{2RC}}\left[\left(\frac{1}{2RC}\right)\sin(\omega' t_c)+\omega'\cos(\omega' t_c)\right],$$

where: $\omega'=(1/LC-1/4R^2C^2)^{1/2}$ — the angular frequency of underdamped natural response of the circuit, t_c — the time elapsed from the instant the conducting interval started. By considering, approximately, the angle $\omega' t_{cf}=\pi$, corresponding to the duration t_c of the conducting interval, the capacitor voltage at the end of conducting interval takes the value:

$$U_{c2}=-U_{c1}e^{-\frac{\pi}{2n RC\omega}}, \tag{4}$$

where $n=\omega'/\omega$.

The generality of relations (1), (2), (4) increases if besides the ratio $n=\omega'/\omega$ we use the logarithmic decrement of natural response $\delta=\pi/nRC\omega$.

In order to obtain the steady state equations for the third subharmonic response, we set the following periodicity conditions to relations (1), (2) and (4) : $\tau=3\pi-\omega t_{cf}=3\pi(1-1/n)$, $u_c=U_{c1}$, $\Phi=1$, $U_{c2}=-U_{c0}$. One can see that if we consider $\omega'\ll\omega$, then $\tau\approx\pi$. Finally we obtain the set of two linear algebraic equations :

$$RI\cos(\theta-\varphi)(e^{-3\delta n}+1)\left[\left(\frac{\pi}{\delta n}\right)^2+1\right]^{1/2}+$$
$$+U_{c1}[e^{-(3\delta n+\delta/2)}-1]=0,$$

(5)
$$RI\left[2\sin(\theta-\varphi)+\left(\frac{\pi}{\delta n}\right)(1-e^{-3\delta n})\cos(\theta-\varphi)\right]\left[\left(\frac{\pi}{\delta n}\right)+1\right]^{1/2}+$$
$$+U_{c1}\left(\frac{\pi}{\delta n}\right)(1-e^{-4\delta n})e^{-\delta/2}=2,$$

where the phase angle θ is the parameter and RI, U_{c1} are the unknowns. The results obtained by solving Eqs. (5), with $n=20$ and $\delta=0.015$, are shown in Fig. 4. The symmetrical waveform of output signal, shown in Fig. 3, is valid if $\Phi\in[-1, 1]$ for any $\tau\in[0, 3\pi]$. The curves plotted in Fig. 4 end at the points where the afore mentioned condition is not fulfilled any more.

3. Stability

The steady state output signal is stable in the small if after a small perturbation it returns to the previous equilibrium state, as resulted from Eqs. (5). It is apparent from the above that the condition of stability is $|dU_{c2}/dU_c|<1$. We suppose that at $\tau=0$ the voltage u_c increases by dU_{c0}. This perturbation will cause the conducting interval to increase by $d\tau$. The voltages U_{c1} and U_{c2} will change by dU_{c1} and dU_{c2} respectively. The differentiation of (1) with respect to U_{c0} and setting the periodicity conditions $\tau=3\pi$ and $u_c=U_{c1}$, yields :

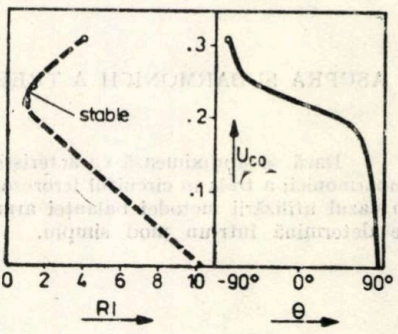


Fig. 4

$$\frac{dU_{c1}}{dU_{c0}}=\left\{-\frac{RI\sin(\theta-\varphi)}{[(\pi/\delta n)^2+1]^{1/2}}-\left[U_{c0}+\frac{RI\cos(\theta-\varphi)}{[(\pi/\delta n)^2+1]^{1/2}}\right]\left(\frac{n\delta}{\pi}\right)e^{-3\delta n}\right\}\frac{d\tau}{dU_{c0}}+$$
(6)
$$+e^{-3\delta n}.$$

The differentiation of (2) with respect to U_{c0} and setting the periodicity conditions $\tau=3\pi$ and $\Phi=1$, yields :

$$(7)\qquad \frac{d\tau}{dU_{c0}} = \frac{(\pi/\delta n)(e^{-3\delta n}-1)[(\pi/\delta n)^2+1]^{1/2}}{RI\cos(\theta-\varphi)(e^{-3\delta n}+1)+U_{c0}[(\pi/\delta n)^2+1]e^{-3\delta n}}.$$

The differentiation of (4) with respect to U_{c0} yields:

$$(8)\qquad \frac{dU_{c2}}{dU_{c0}} = -\frac{dU_{c1}}{dU_{c0}}\, e^{-\delta/2}.$$

By substituting into the above relations values of the unknowns found by aid of Eqs. (5) we obtain in the end the ratio dU_{c2}/dU_{c0} that shows whether the output signal is stable or not. The unstable regions are drawn in dashed line in Fig. 4.

4. Conclusions

The symmetrical third subharmonic response signal in the parallel ferroresonant circuit can be studied in a simple manner if the magnetic characteristic is approximated by three segments of straight line. Stability of response signal is also easily determined.

Received, December 2, 1986

Polytechnic Institute of Jassy,
Department of Electrotechnics,
Electrical Measurements and
Machines

REFERENCES

1. Feldman J.M., Cappabianca A.L., *On the Accuracy and Utility of Piecewise Linear Models of Ferroresonance.* IEEE Trans. on PAS, **97**, 2, 469–477 (1978).

ASUPRA SUBARMONICII A TREIA ÎN CIRCUITUL FEROREZONANT PARALEL

(Rezumat)

Dacă se aproximează caracteristica magnetică prin trei segmente de dreaptă, studiul subarmonicii a treia în circuitul ferorezonant paralel se efectuează cu mai multă uşurinţă decît în cazul utilizării metodei balanţei armonice. De asemenea stabilitatea semnalului de ieşire se determină într-un mod simplu.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.3.083.2

DIE PHYSIKALISCHE INTERPRETIERUNG DER HETEROPARAMETRISCHEN LANGSAMEN SCHWINGUNGEN IN FERRORESONANTEN, EINEN NICHTLINEAREN, ORTHOGONAL GESTEUERTEN INDUKTOR ENTHALTENDEN STROMKREISEN

VON

MIRCEA NEMESCU, DOINA-MIHAELA ZAMFIR, MIHAELA CLEJU und DORIN BELAUS

1. Theoretische Betrachtungen

Es sei ein seriengeschalteter, nichtlinearer und parametrischer *RLC*-Stromkreis (Abb. 1) gegeben, der vom Spannungsgenerator $u=U\sqrt{2}\times$ $\times \sin \omega t$ gespeist wird und in dem der Induktor eine nichtlineare, orthogonal gesteuerte Spule ist. Man beachtet das Abwandlungsgesetz des Steuerstroms der Form $\psi_c=\psi_{cm}\cos\Omega t$. Die Charakteristiken $\psi(i)$ des Induktors für verschiedene Steuerströme, die Hysteresiserscheinung vernachlässigend, haben die in Abb. 2 dargestellten Formen.

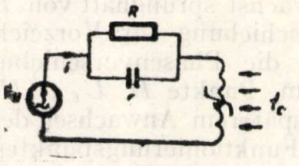


Fig. 1

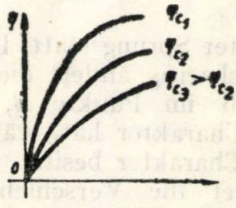


Fig. 2

Betrachtet man den Induktor als inertial, so kann die Gleichung

$$\underline{U}=\underline{U}_L^{\cdot}+\underline{U}_C+\underline{U}_R, \tag{1}$$

aufgeschrieben werden, die in Effektivwerten grundlegend folgendes Aussehen erhält:

$$U^2=\left[U_L(I,\psi_c)-\frac{I}{C\omega}\right]^2+(RI)^2, \tag{2}$$

wo $U_L(I,\psi_c)$ die Spannung an den Klemmen des Induktors darstellt. Löst man die Gleichung in Bezug auf $U_L(I,\psi_c)$, so kann man weiter schreiben:

$$U_L(I, \psi_c) = \pm\sqrt{U^2 - (RI)^2}\,\frac{I}{C\omega}. \tag{3}$$

Bezeichnet man mit

$$\alpha = \pm\sqrt{U^2 - (RI)^2}, \qquad \beta = \frac{I}{C\omega}, \tag{4}$$

so kann die Gleichung (2) folgendermassen ausgedrückt werden:

$$\frac{\alpha^2}{U^2} + \frac{I^2}{(U/R)^2} = 1. \tag{5}$$

Dieser Ausdruck stellt die in Abb. 3 mit unterbrochener Linie gezeichnete Ellipse dar. Die Summe $\gamma(I) = \alpha(I) + \beta(I)$ stellt die geneigte Ellipse aus Abb. 3 dar. Stellt man die Kurven $\gamma(I)$ und $U_L(I, \psi_c)$ graphisch dar, so kann man die Lösung der Gleichung (3) und somit den Effektivwert des Stromes, sowie dessen Phase, bestimmen.

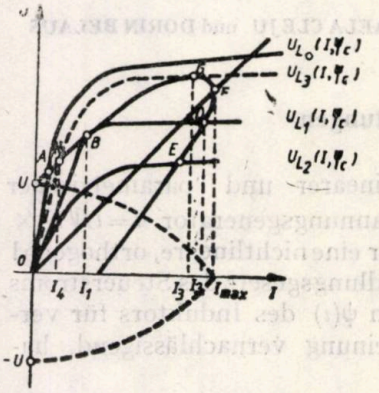


Abb. 3

Die Speisespannung des Stromkreises und dessen Widerstand sind so gewählt, daß in der betreffenden Lage dem Mindestwert des Steuerstroms $\psi_c = 0$ die Charakteristik $U_L(I, \psi_c)$ im Werte von $U_L(I, \psi_c)$ entspricht und sich der Funktionierungspunkt des Stromkreises in A, (Abb. 3), befindet. Beim Anwachsen des Steuerstroms fiudet eine Abänderung der Charakteristik $U_L(I, \psi_c)$ im Sinne eines Hersinkens statt. Wenn diese nun der Wert $U_{L1}(I, \psi_c)$ erreicht, verlegt sich der Funktionierungspunkt nach B und es findet ein ferroresonanter Sprung statt. Der Strom wächst sprunghaft von I_1 nach I_2 an und gleichzeitig ändert die Phasenverschiebung ihr Vorzeichen. Man bemerkt, daß im Punkte B, $U_{LB} > U_{CB}$, die Phasenverschiebung einen induktiven Charakter hat, während sie im Punkte D, $U_{CD} > U_{LD}$, einen kapazitiven Charakter besitzt. Bei einem späterem Anwachsen des Steuerstroms findet die Verschiebung des Funktionierungspunktes von D nach E statt, begleitet von einem gleichzeitigen Stromabfall und einem wachsenden Kapazitivcharakter der Phasenverschiebung.

Sinkt nun in dieser Situation der Steuerstrom, so verschiebt sich der Funktionierungspunkt gegen F. Es findet ein Anwachsen des Stromes und ein Absinken der Phasenverschiebung statt. Im Punkte F erreichen die beiden Reaktanzen gleiche Werte, die Phasenverschiebung wird gleich Null und der Strom erreicht seinen Mindestwert.

Für eine erneute Minderung des Steuerstroms findet ein erneutes Herabsinken des Stromes und eine Änderung des Phasenverschiebungscharakters, der induktiv wird, statt.

Wenn die Charakteristik den Wert $U_{L3}(I, \psi_c)$ annimmt, kommt sie im Punkte G tangent zur Ellipse $\gamma(I)$ zu liegen und die diesem Punkte entsprechende Lösung ist unstabil. So erklären sich im Stromkreis die Sprünge der Stromwerte von I_3 nach I_4 und das Beibehalten des induktiven Charak-

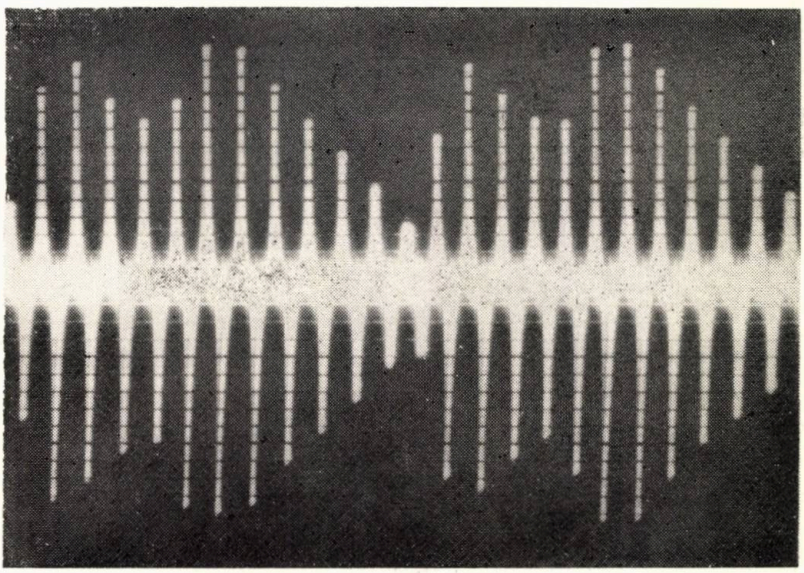


Abb. 4

ters der Phasenverschiebung. Erreicht der Steuerstrom seinen Mindestwert, so kommt der Funktionierungspunkt nach A zurück, was der Ausgangslage entspricht. Steigt nun in dieser Situation der Steuerstrom wieder an, so wiederholt sich der Prozeß.

Aus oben genanntem geht hervor, daß bei Änderung des Steuerstroms im Stromkreis eine dynamische Neuaufteilung der Spannung auf die Reaktivelemente stattfindet, was zur Änderung der Stromamplitude und Phase im Stromkreis führt.

2. Experimentelle Ergebnisse

Es wurden experimentelle Versuche mit seriengeschalteten *RLC*-Stromkreisen durchgeführt, in welchen der nichtlineare und parametrische Induktor toroidal realisiert war. Der Steuerstrom wurde von einem sich mit einer steten Winkelgeschwindigkeit Ω drehenden Dauermagneten hergestellt.

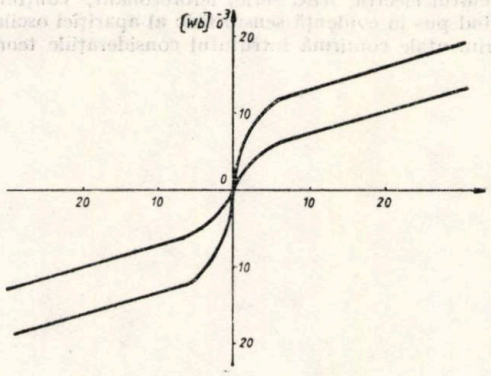


Abb. 4

Die Induktorcharakteristiken $\psi(i)$ für fehleden Befehl $\Omega t=\pi/2$ und $3\pi/2$ und für den Höchstwert $\Omega t=\pi$, 2π, sind in Abb. 4 dargestellt.

In Abb. 5 ist das Oszilogramm der Stromschwingungen im Stromkreis dargestellt, dessen Parameter folgende Werte haben: $R=300\,\Omega$, $C=10\,\mu$F, $U=6{,}3$ V, $f=150$ Hz.

3. Schlussfolgerungen

Es wird der seriengeschaltete, ferroresonante *RLC*-Stromkreis studiert, der einem nichtlinearen, orthogonal gesteuerten Induktor enthält und dabei der physikalische Sinn des Auftretens langsamer Schwingungen im Stromkreis hervorgeboten. Die experimentellen Ergebnisse bestätigen die theoretischen Voraussetzungen voll und ganz.

Eingegangen am 22. Juni 1985

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Automatisierung und
Elektroanwendungen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice*. Ed. Tehn., Buc., 1973.
2. Nemescu M., *Über den ferroresonanten, nichtlinearen und parametrischen RLC-Nebenschlusskreis*. Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXVII (XXXI)**, *1—2*, s. III, 22—26 (1981).
3. Nemescu M., *Langsame heteroparametrische Schwingungen in ferroresonanten elektrischen Serienschaltkreisen*. Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXVII (XXXI)**, *3—4*, s. III, 30—34 (1981).
4. Philippow E., *Nichtlineare Elektrotechnik*. Akad. Verlagsges. Gest u. Portig, Leipzig, 1971.
5. Nemescu M., Cleju M., Deniş A., *Traductor de deplasare*, Patent R.S.R., nr. *82 389* (1983).

INTERPRETAREA FIZICĂ A OSCILAŢIILOR LENTE HETEROPARAMETRICE ÎN CIRCUITE ELECTRICE FEROREZONANTE CONŢINÎND UN INDUCTOR NELINIAR COMANDAT ORTOGONAL

(Rezumat)

Este studiat circuitul electric *RLC* serie, ferorezonant, conţinînd un inductor neliniar comandat ortogonal, fiind pus în evidenţă sensul fizic al apariţiei oscilaţiilor lente în acest circuit. Rezultatele experimentale confirmă întrutotul consideraţiile teoretice făcute.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.3.011.2

THEORETICAL CONSIDERATIONS ON THE SELF-EXCITED PROCESS IN THE CIRCUITS CONTAINING BOTH A NONLINEAR RESISTOR WITH VOLTAGE-CONTROLLED CHARACTERISTIC AND A PARAMETRIC COIL

BY

VIOREL-MIHAIL COSMA and I. ONCIULESCU

1. Introduction

This paper makes an analysis of the self-excited process in the oscillatory circuits containing both a nonlinear resistor with a dynatron-type characteristic $i(u)$ and an ideal parametric coil; the expressions of the voltage on the nonlinear resistor and those of the oscillations period appearing in these circuits are determined.

2. Theoretical Considerations

We have considered the circuit presented in Fig. 1, in which $L(t)$ is an ideal parametric coil whose inductance varies according to the law:

$$L(t)=L_0(1+m\sin\Omega t)\,; \tag{1}$$

r_n is a nonlinear resistor with voltage controlled characteristic (Fig. 2). The dynamic conductance $G(u)$ of this characteristic, linearized on sections, will have the expressions:

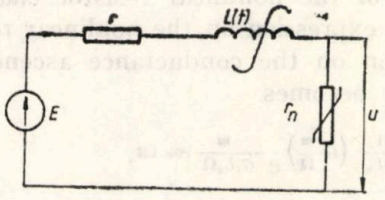


Fig 1

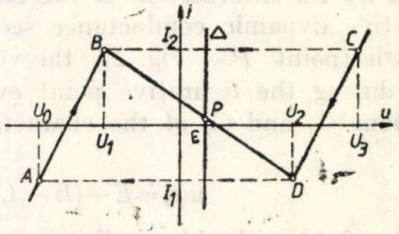


Fig 2

$$G(u)=\begin{cases} G_1 \text{ for } u\in(U_0, U_1), \\ G_2 \text{ for } u\in(U_2, U_3). \end{cases} \tag{2}$$

Taking into account the fact that the total flux which circulates through the coil windings is $\psi(t)=L(t)i$ and applying the generalized O h m law for the circuit from Fig. 1, we get the equation

$$L(t)\frac{di}{dt}+i\frac{dL(t)}{dt}+ri+u=E. \tag{3}$$

On the basis of the expression (1), this equation becomes

$$L_0(1+m\sin\Omega t)\frac{di}{dt}+mL_0\cos\Omega t.i+ri+u=E. \tag{4}$$

To simplify the analysis of the self-excited process, it is considered that $r=0$ and the modulation degree of the parameter m is reduced; thus the equation (4) will be

$$L_0(1+m\sin\Omega t)G(u)\frac{du}{dt}+u=E, \tag{5}$$

where

$$G(u)=\frac{di}{du}, \tag{6}$$

being defined by the relations (2). The equation (5) can be written under the form:

$$\frac{du}{E-u}=\frac{dt}{G(u)L_0(1+m\sin\Omega t)} \tag{7}$$

and for m sufficiently small, under the form

$$\frac{du}{E-u}=\frac{1-m\sin\Omega t}{G(u)L_0}dt. \tag{8}$$

3. The Analysis of the Self-Excited Process

3.1. The Determination of the Voltage Expression on the Nonlinear Resistor

The self-excited conditions in the circuit given in Fig. 1 being fulfilled by the intersection of the electric charge vertical line ($r=0$), of the negative dynamic conductance section, of the nonlinear resistor characteristic (point P — Fig. 2), the voltage expression on the nonlinear resistor during the figurative point evolution on the conductance ascending sections G_1 and G_2 of the characteristic becomes

$$u(t)=E-(E-U_0)e^{-\frac{1}{G_1L_0}\left(t-\frac{m}{\Omega}\right)}e^{\frac{m}{G_1L_0\Omega}\cos\Omega t} \tag{9}$$

for $t\in(0, t_1)$ with the conditions

$$u(0)=U_0\,;\ u(t_1-0)=U_1 \tag{10}$$

and for $t\in(t_1, T)$, respectively, where T is the period of oscillations which appear in the oscillant circuit from Fig. 1:

$$u(t)=E+(U_3-E)e^{-\frac{1}{G_2L_0}\left(t-t_1-\frac{m}{\Omega}\cos\Omega t_1\right)}e^{-\frac{m}{G_2L_0\Omega}\cos\Omega t} \tag{11}$$

with the conditions

$$u(t_1+0)=U_3\,;\ u(T)=U_2. \tag{12}$$

On the basis of the equality

$$e^{jz\omega t}=J_0(jz)+2\sum_{k=1}^{\infty}j^{-k}J_k(jz)\cos k\Omega t, \tag{13}$$

in which J_0, J_1, ... are the Bessel functions of the first degree, the relations (9) and (11) get the form

$$u(t)=E-(E-U_0)e^{-\frac{1}{G_1L_0}\left(t-\frac{m}{\Omega}\right)}\left[J_0\left(\frac{jm}{G_1L_0\Omega}\right)+2\sum_{k=1}^{\infty}j^{-k}J_k\left(\frac{jm}{G_1L_0\Omega}\right)\cos k\Omega t\right],\ t\in(0,t_1), \tag{14}$$

and, respectively,

$$u(t)=E+(U_3-E)e^{-\frac{1}{G_2L_0}\left(t-t_1-\frac{m}{\Omega}\cos\Omega t_1\right)}\left[J_0\left(\frac{jm}{G_2L_0\Omega}\right)+2\sum_{k=1}^{\infty}j^{-k}J_k\left(\frac{jm}{G_2L_0\Omega}\right)\cos k\Omega t\right],\ t\in(t_1,T). \tag{15}$$

From (14) and (15) one can see that the solution has, besides the free term, all the harmonics of the signal modulating the circuit inductance.

3. 2. The Determination of the Oscillations Period

The period T of the tilting oscillations is made up of the times t_1 and $t_2=T-t_1$, times in which the figurative point evolves on the ascending sections AB and CD of the nonlinear resistor characteristic, the switching times in which the figurative point springs from B in C and from D in A being neglected.

By replacing t and u with t_1 and U_1 in the relation (9), we obtain the equation (16) which allows the numerical determination of the time t_1:

$$t_1+\frac{m}{\Omega}(\cos\Omega t_1-1)-G_1L_0\ln\frac{E-U_0}{E-U_1}=0. \tag{16}$$

In the case in which the range U_1-U_0 is small, the value of the time t_1 will be reduced, so that the substitutions:

$$\cos\Omega t_1-1\cong\Omega^2t_1,\quad \ln\frac{E-U_0}{E-U_1}\cong\frac{U_1-U_0}{E-U_1} \tag{17}$$

could be used.

Thus the equation (16) becomes

$$m\Omega t_1^2 + 2t_1 - 2G_1L_0\frac{U_1-U_0}{E-U_1} = 0 \tag{18}$$

from where it results

$$t_1 = \frac{1}{m\Omega}\left(-1+\sqrt{1+2m\Omega G_1L_0\frac{U_1-U_0}{E-U_1}}\right). \tag{19}$$

By replacing t and u with T and U_2 in the relation (11) we get the equation

$$T-t_1+\frac{m}{\Omega}(\cos\Omega T-\cos\Omega t_1) - G_2L_0\ln\frac{U_3-E}{U_2-E} = 0, \tag{20}$$

which allows the numerical determination of the period T.

If the range U_3-U_2 is small, a reduced value for the time $t_2=T-t_1$ results as well; thus one can consider the substitutions

$$\cos\Omega T-\cos\Omega t_1 \cong -(T-t_1)\sin\Omega t_1, \quad \ln\frac{U_3-E}{U_2-E} \cong \frac{U_3-U_2}{U_2-E}. \tag{21}$$

Under these conditions, for the period T of the oscillations, the following expression can be used

$$T = t_1+G_2L_0\frac{U_3-U_2}{1-(m/\Omega)\sin\Omega t_1} \cong t_1+G_2L_0\frac{U_3-U_2}{U_2-E}, \tag{22}$$

t_1 having the values given by the relation (16).

If in the relations (9), (11), (16), (20) one considers that the pulsation of the signal modulating the inductance of the circuit, we obtain both the expressions of the wave forms $u(t)$ and of tilting oscillations period in the case of the oscillators with linear inductance.

Received, November 20, 1986

Polytechnic Institute, Jassy,
Departement of Electrotechnics and
Electrical Measurements and Machines
and
Departement of Mathematics

REFERENCES

1. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice.* Ed. Tehn., Buc., 1973.
2. Lebedev N.N., *Funcţii speciale şi aplicaţiile lor,* (transl. from Russian). Ed. Tehn., Buc., 1957.

CONSIDERAŢII TEORETICE ASUPRA PROCESULUI DE AUTOEXCITAŢIE DIN CIRCUITELE ELECTRICE CARE CONŢIN UN REZISTOR NELINIAR CU CARACTERISTICA CONTROLATĂ ÎN TENSIUNE ŞI O BOBINĂ PARAMETRICĂ

(Rezumat)

Se efectuează analiza procesului de autoexcitaţie în circuitele oscilante ce conţin un rezistor neliniar cu caracteristica $i(u)$ tip dynatron şi o bobină parametrică ideală, determinîndu-se expresiile tensiunii de pe rezistorul neliniar şi a perioadei oscilaţiilor ce apar în aceste circuite. În scopul simplificării analizei se consideră caracteristica rezistorului neliniar liniarizată pe porţiuni, iar gradul de modulare al parametrului, m, redus.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.3.024

ON THE D. C. STEADY STATE RESPONSE OF LINEAR NETWORKS CONTAINING INDUCTOR LOOPS AND/OR CAPACITOR CUTSETS

BY

EMANUEL-CRISTIAN SAVIN and DANIELA SAVIN

1. Introduction

As it is known, in the d.c. steady state, the inductors and the capacitors of a network, act as shortcircuits and open circuits respectively. Thus, in the d.c. steady state, an inductor loop (capacitor cutset) behaves as a „loop of shortcircuits" („cutset of open circuits"). Under these conditions, neither the Kirchhoff's voltage law for the inductor loops, nor the Kirchhoff's current law for the capacitor cutsets can be written.

In order to obtain the d.c. steady state response in the inductor loops (capacitor cutsets), we have to replace the „lost equations" by writting the magnetic flux (electric charge) conservation law, for every independent inductor loop (capacitor cutset).

The d.c. stady state response of a network which doesn't contain inductor loops and/or capacitor cutsets, described by the following state equations :

$$\dot{x}=Ax+Bu, \tag{1}$$

may be obtained by solving the system :

$$Ax+Bu=0 \tag{2}$$

In the case of networks containing inductor loops and/or capacitor cutsets, the A matrix is singular [1]. We may still apply the presented method, if we first reduce the order of system (1), with an unit for each independent inductor loop and for each independent capacitor cutset [2]. So, the new A matrix will be nonsingular.

This reduction is indeed possible, because, proceeding from the Kirchhoff's laws, there exist linear dependences between the derivatives of the variables and the forcing functions placed in the inductor loops or in the capacitor cutsets. But, as the introduction of d.c. voltage (current) sources in inductor loops (capacitor cutsets) is forbidden, we may write the Kirchhoff's laws for every independent inductor loop (l) and for every independent capacitor cutset (c), as follows :

$$\sum_{k\in l} L_k \frac{di_k}{dt}=0 \quad \text{and} \tag{3}$$

$$\sum_{k\in c} C_k \frac{du_k}{dt}=0. \tag{4}$$

These relations show us that there exist among equations (1), a number of linear dependences, equal to the sum between the number of independent inductor loops and the number of independent capacitor cutsets. We have to mention that, by taking the integral of (3) and (4) in the interval $[0_+, t]$, assuming zero initial conditions (as the steady state response doesn't depend on the initial conditions), we obtain the magnetic flux conservation law for every independent inductor loop and the electric charge conservation law for every independent capacitor cutset :

$$(5) \qquad \sum_{k \in l} L_k I_{ks} = 0 \qquad \text{and} \qquad (6) \quad \sum_{k \in c} C_k U_{ks} = 0,$$

where the index s means steady state.

In this paper, a method to find the d.c. steady state responses of networks containing inductor loops and/or capacitor cutsets is proposed. The method consists in analysing a pure resistive network, which, in the d.c., steady state, is equivalent to the given network.

2. Proposed Method

L e m m a 1. *The values of the currents through the individual inductors of an inductor loop, would remain unaltered if they are calculated as follows* :

1) *the inductors are replaced by resistors, with arbitrarily small but finite resistances, proportional to the inductances of the respective inductors they are replacing* (kL_j) ;

2) *the currents are calculated as functions of* k *(using any method of network analysis)* ;

3) *the limit of these functions as* $k \to 0$ *is taken.*

E x a m p l e 1. Let us determine, for the network in Fig. 1, the d.c. steady state currents through the inductors.

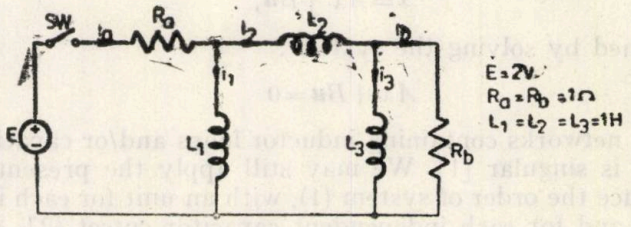


Fig. 1

We observe that replacing the inductors by shortcircuits, we may write:

$$(7) \qquad E = R_a I_{as}, \quad R_b I_{bs} = 0, \quad \text{or} \quad I_{as} = \frac{E}{R_a} = 2 \text{ A}, \; I_{bs} = 0$$

and

$$I_{1s} + I_{2s} = I_{as}, \quad I_{2s} - I_{3s} = I_{bs}, \text{ or } I_{1s} + I_{2s} = \frac{E}{R_a}, \; I_{2s} - I_{3s} = 0.$$

Of course, the K i r c h h o f f 's voltage law written for the inductor loop :

(8) $$L_1\frac{di_1}{dt}=L_2\frac{di_2}{dt}+L_3\frac{di_3}{dt},$$

becomes, in the steady state ($I_{1s}=\text{const}_1$, $I_{2s}=\text{const}_2$, $I_{3s}=\text{const}_3$), the trivial equality $0=0$. But, the accurate way of using (8), is to refer to the complete „history" of the network. So, taking the integral of (8) in the interval $[0_+, t]$, assuming zero initial conditions (as we are interested in the steady state response), we may write :

(9) $$L_1I_{1s}=L_2I_{2s}+L_3I_{3s}.$$

As we can see, (9) is precisely the magnetic flux conservation law. Then, we obtain the following system of equations :

(10) $$I_{1s}+I_{2s}=\frac{E}{R_a},\quad I_{2s}-I_{3s}=0,\quad L_1I_{1s}-L_2I_{2s}-L_3I_{3s}=0,$$

or

$$I_{1s}+I_{2s}=2,\ I_{2s}-I_{3s}=0,\ I_{1s}-I_{2s}-I_{3s}=0,$$

having the solution :

$$I_{1s}=\frac{4}{3}\text{ A},\ I_{2s}=\frac{2}{3}\text{ A},\ I_{3s}=\frac{2}{3}\text{ A}.$$

If we replace the inductors by resistors, in accordance with Lemma 1, we obtain the network in Fig. 2.

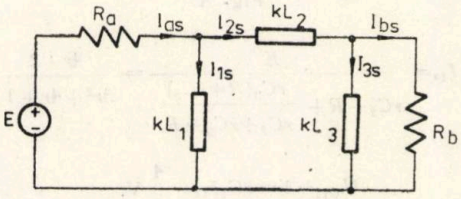


Fig 2

Then

(11) $$E=R_aI_{as}+kL_1I_{1s},\quad R_bI_{bs}=kL_3I_{3s},$$

or

$$I_{as}=\frac{E-kL_1I_{1s}}{R_a},\quad I_{bs}=\frac{kL_3I_{3s}}{R_b}.$$

Using the relations :

$$I_{1s}+I_{2s}=I_{as},\quad I_{2s}-I_{3s}=I_{bs},$$

we may write :

(12) $$I_{1s}+I_{2s}=\frac{E-kL_1I_{1s}}{R_a},\quad I_{2s}-I_{3s}=\frac{kL_3I_{3s}}{R_b},\quad kL_1I_{1s}-kL_2I_{2s}-kL_3I_{3s}=0.$$

We remark that taking the limit as $k\to 0$ in (11) and (12), we obtain (7) and (10) respectively.

L e m m a 2. *The values of the voltages on individual capacitors of a capacitor cutset, would remain unaltered if they are calculated as follows :*

1) *the capacitors are replaced by resistors with arbitrarily large but finite resistences, proportional to the capacitances of the respective capacitors they are replacing* (rC_j) ;

2) *the voltages are calculated as functions of r (using any method of network analysis) ;*

3) *the limit of these functions as* $r \to \infty$ *is taken.*

Example 2. Let us calculate the steady state response of the network in Fig. 3. We apply Lemma 2 and replace the capacitors by resistors (Fig. 4). Then

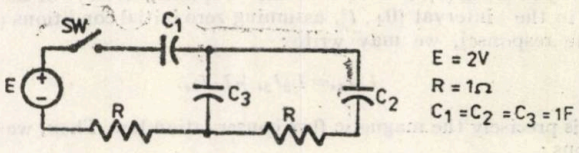


Fig. 3

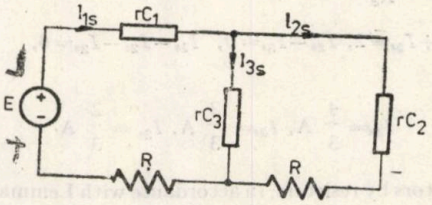


Fig. 4

$$I_{1s} = \frac{E}{rC_1 + R + \dfrac{rC_3(R+rC_2)}{rC_2+rC_3+R}} = \frac{4r+2}{3r^2+4r+1}.$$

Consequently,

$$U_{C_{1s}} = \lim_{r\to\infty} rC_1 I_{1s} = \frac{4}{3}\ \text{V}.$$

With the notation

$$\overset{\text{not}}{N} = (rC_1+R)\,(rC_2+rC_3+R)+rC_3(R+rC_2),$$

we may write:

$$I_{2s} = E\frac{rC_3}{N} = \frac{2r}{3r^2+4r+1} \quad \text{and} \quad U_{C_{2s}} = \lim_{r\to\infty} rC_2 I_{2s} = \frac{2}{3}\ \text{V},$$

$$I_{3s} = E\frac{rC_2+R}{N} = \frac{2r+2}{3r^2+4r+1} \quad \text{and} \quad U_{C_{3s}} = \lim_{r\to\infty} rC_3 I_{3s} = \frac{2}{3}\ \text{V}.$$

We can easily observe that the solution is correct, as the networks of Fig. 1 and Fig. 3, are dual

2.1. The Proposed Procedure

Being considered a network containing inductor loops and/or capacitor cutsets, the d.c. steady state response is calculated as follows:

1) The inductors of the inductor loops and the capacitors of the capacitor cutsets are replaced by resistors, in accordance with point 1) of Lemmas 1 and 2,

2) The responses are calculated by the use of any method of network analysis, as functions of k and r.

3) The limit of these functions as $k \to 0$ and $r \to \infty$ is taken.

Remark. When implementing this procedure on a digital computer,

it may be more convenient to replace by resistors, in accordance with point 1) of Lemmas 1 and 2, *all* the inductors and *all* the capacitors of the network.

3. Conclusions

In this paper, a method that could be implemented on a digital computer, to calculate the d.c. steady state response of a network, is proposed.

An advantage of this method, consists in not requiring the detection and the memorization of inductor loops and/or capacitor cutsets presence (s. the Remark from § 2.1). As it was pointed out in Introduction, the already known methods suppose the use of certain procedure to find the inductor loops and the capacitor cutsets (if the user doesn't mention them).

Refering to the fact that the proposed procedure assumes the operation with symbols, its most natural application could be a program of an expert system for electrical networks analysis.

Received, October 21, 1986

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Eletrotechnics and
Electrical Measurements and
Machines

REFERENCES

1. Rosman H., Savin Gh., Goraş L., Voicu M., *Cîteva observaţii referitoare la circuitele liniare cu elemente conservative în exces.* CNEE'84, Craiova, Sept. 20—21 1984, 2, 89—96.
2. Mocanu C.I., *Teoria circuitelor electrice.* EDP, Buc., 1977.

ASUPRA RĂSPUNSULUI DE REGIM FORŢAT AL CIRCUITELOR LINIARE CONŢINÎND BUCLE DE BOBINE ŞI/SAU SECŢIUNI DE CONDENSATOARE, LA EXCITAŢII TREAPTĂ

(Rezumat)

Se propune o metodă care permite aflarea răspunsurilor de regim forţat ale unui circuit liniar cu excitaţii treaptă, conţinînd bucle de bobine şi/sau secţiuni de condensatoare, prin analiza unui circuit pur rezistiv, care în regim forţat este echivalent cu circuitul dat.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.391

ABOUT SOME ALGEBRAIC PROPERTIES OF THE WALSH FUNCTIONS

BY

DANIEL CONDURACHE

1. The study of the algebraic properties of certain classes of signals and systems allow to point out deep aspects of their behaviour. Specific analysis and synthesis proceedings result this way [6], [8]. The present paper proposes the demonstration of some algebraic properties of truncated W a l s h series, denoted there as W a l s h polynomials. These ones are shown to be elements of a polynomial finite order algebra over the real number field. Different aspects concerning signal processing by means of W a l s h series and W a l s h-H a d a m a r d transforms allow this way new algebraic interpretations.

2. Let be $\mathcal{A}_k$, $(k=\overline{0, n-1})$, n second order associative and commutative algebras over the real number field $\mathbb{R}$ with unity. Let $\{\mathbf{1}_k, \mathbf{u}_k\}$ be elements of a basis in $\mathcal{A}_k$ with the multiplication table:

$$\mathbf{1}_k \cdot \mathbf{u}_k = \mathbf{u}_k \cdot \mathbf{1}_k = \mathbf{u}_k,\ \mathbf{1}_k^2 = \mathbf{1}_k,\ \mathbf{u}_k^2 = \mathbf{1}_k, \tag{1}$$

where $\mathbf{1}_k$ denotes the unity of algebra $\mathcal{A}_k$.

We consider algebra $\mathcal{A} = \mathcal{A}_0 \otimes \mathcal{A}_1 \otimes \ldots \otimes \mathcal{A}_{n-1}$, which is a direct product of algebras $\mathcal{A}_k$, $(k=\overline{0, n-1})$. The $\mathbb{R}$-algebra $\mathcal{A}$ is a 2^n order associative and commutative algebra with unity [5]. With the writing convention

$$\mathbf{u}_k^{\alpha} = \begin{cases} \mathbf{1}_k & \text{if } \alpha = 0, \\ \mathbf{u}_k & \text{if } \alpha = 1, \end{cases} \tag{2}$$

elements of a basis in $\mathcal{A}$ may be written as:

$$\mathbf{w}_p = \mathbf{u}_{n-1}^{p_{n-1}} \mathbf{u}_{n-2}^{p_{n-2}} \ldots \mathbf{u}_0^{p_0}, \tag{3}$$

where $p = (p_{n-1} p_{n-2} \ldots p_0)_2$ is the binary coding of p with n bits and $p_\nu \in \{0, 1\}, \forall \nu = \overline{0, n-1}$.

The multiplication table in $\mathbb{R}$-algebra $\mathcal{A}$ results from (1), (2) and (3):

$$\mathbf{w}_p \cdot \mathbf{w}_q = \mathbf{w}_{p \oplus q}, \tag{4}$$

where $p \oplus q$ denote the modulo 2 addition bit-by-bit of numbers p and q [2].

Let be $\mathbf{e}_p$, $(p=\overline{0, 2^n-1})$, elements of algebra $\mathcal{A}$ given by:

$$\mathbf{e}_p = \frac{1}{2^n} \prod_{k=0}^{n-1} [\mathbf{1} + (-1)^{p_k} \mathbf{u}_k], \tag{5}$$

where $\mathbf{1}$ is the unity of algebra $\mathcal{A}$ and $p = (p_{n-1} p_{n-2} \dots p_0)_2$.

Proposition 1. *Elements* (5) *represent* 2^n *orthogonal idempotentes in the* $\mathbf{R}$*-algebra* $\mathcal{A}$.

Proof. Let be $p, q \in \{0, 1, \dots, 2^n - 1\}$. From (5) and using (1):

$$\mathbf{e}_p \mathbf{e}_q = \frac{1}{2^{n+1}} \prod_{k=0}^{n-1} \{[(-1)^{p_k + q_k} + 1]\mathbf{1} + [(-1)^{p_k} + (-1)^{p_k}]\mathbf{u}_k\} \tag{6}$$

is obtained. If $p \neq q$, there exist at least a $k \in \{0, 1, \dots, n-1\}$, so that $p_k \neq q_k$. From (6) it results $\mathbf{e}_p \mathbf{e}_q = 0$. If $p = q$, then $p_k = q_k$, $\forall\, k \in \{0, 1, \dots, n-1\}$ and from (6) it results that $\mathbf{e}_p \mathbf{e}_q = \mathbf{e}_p$. As it follows:

$$\mathbf{e}_p \mathbf{e}_q = \begin{cases} \mathbf{e}_p & \text{if } p = q, \\ \mathbf{0} & \text{if } p \neq q, \end{cases} \quad \forall\, p, q \in \{0, 1, \dots, 2^n - 1\}, \tag{7}$$

which proves the stated proposition.

2^n being the order of algebra $\mathcal{A}$, from (7) it results [5]:

$$\mathbf{1} = \sum_{p=0}^{2^n - 1} \mathbf{e}_p. \tag{8}$$

Proposition 2. *The* $\mathbf{R}$*-algebra* $\mathcal{A}$ *is a polynomial, semi-simple one, being the direct sum of* 2^n *algebras isomorphic with the real number field* $\mathbf{R}$.

Proof. As a preliminary, relation:

$$\mathbf{u}_k \mathbf{e}_p = (-1)^{p_k} \mathbf{e}_p, \quad \forall\, p \in \{0, 1, \dots, 2^n - 1\}; \quad \forall k \in \{0, 1, \dots, n-1\}, \tag{9}$$

should be demonstrated. As it follows, from (5) and using (1), we obtain succesively:

$$\mathbf{u}_k \mathbf{e}_p = \frac{1}{2^n} \mathbf{u}_k [\mathbf{1} + (-1)^{p_k} \mathbf{u}_k] \prod_{\substack{\nu=0 \\ \nu \neq k}}^{n-1} [\mathbf{1} + (-1)^{p_k} \mathbf{u}_\nu] = \frac{1}{2^n} (-1)^{p_k} [\mathbf{1} +$$

$$+ (-1)^{p_k} \mathbf{u}_k] \prod_{\substack{\nu=0 \\ \nu \neq k}}^{n-1} [\mathbf{1} + (-1)^{p} \mathbf{u}_\nu] = (-1)^{p_k} \mathbf{e}_p.$$

From (9) it results:

$$\mathbf{u}_k \sum_{p=0}^{2^n - 1} \mathbf{e}_p = \sum_{p=0}^{2^n - 1} (-1)^{p_k} \mathbf{e}_p; \tag{10}$$

and having in view (8) we can write:

$$\mathbf{u}_k = \sum_{p=0}^{2^n - 1} (-1)^{p_k} \mathbf{e}_p. \tag{11}$$

From (3), (7) and (11) it results:

$$\mathbf{w}_q = \sum_{p=0}^{2^n - 1} (-1)^{\langle p, q \rangle} \mathbf{e}_p, \tag{12}$$

where $<p, q> = \sum_{k=0}^{n-1} p_k q_k$. With the matrix denotations:

$$\mathbf{w}] = [\mathbf{w}_0, \mathbf{w}_1, \ldots, \mathbf{w}_{2^n-1}]^T, \quad \mathbf{e}] = [\mathbf{e}_0, \mathbf{e}_1, \ldots, \mathbf{e}_{2^n-1}]^T, \quad [\mathbf{H}] = [(-1)^{<p,q>}]_{p,q=\overline{0,2^n-1}},$$

relation (12) becomes:

$$\mathbf{w}] = [\mathbf{H}] \cdot \mathbf{e}]. \tag{13}$$

$[\mathbf{H}]$ is a 2^n order Hadamard matrix [1]. It is also an invertible one, its inverse being [1]:

$$[\mathbf{H}]^{-1} = \frac{1}{2^n} [\mathbf{H}]. \tag{14}$$

From (13) and (14) it results:

$$\mathbf{e}] = \frac{1}{2^n} [\mathbf{H}]\mathbf{w}], \tag{15}$$

namely:

$$\mathbf{e}_p = \frac{1}{2^n} \sum_{q=0}^{2^n-1} (-1)^{<p,q>} \mathbf{w}_q. \quad (p = \overline{0,2^n-1}) \tag{16}$$

Relation (16) is in fact the developing of product (5). Relations (14) and (15) prove that elements $\mathbf{e}_p$, $(p = \overline{0, 2^n-1})$, constitute the ones of a basis in $\mathcal{A}$, which shall be denoted as the orthogonal idempotentes basis of $\mathcal{A}$. Therefore, any element $\mathbf{x} \in \mathcal{A}$ is written in an unique way as:

$$\mathbf{x} = \sum_{p=0}^{2^n-1} x_p \mathbf{e}_p; \quad x_p \in \mathbb{R}, \quad (p = \overline{0, 2^n-1}). \tag{17}$$

From (17) and (7) it results that the $\mathbb{R}$-algebra $\mathcal{A}$ is the direct sum of 2^n algebras isomorphic with the real field $\mathbb{R}$. As $\mathbb{R}$ is a polynomial, semi-simple algebra, it results, according to already known theorems [5], that the $\mathbb{R}$-algebra $\mathcal{A}$ is a semi-simple polynomial one, too.

Relations (13) and (14) allow the transition from basis (3) to the orthogonal idempotentes basis (5).

3. Let w_p (respectively W_p), $(p = \overline{0, 2^n-1})$, be the first 2^n Walsh functions continual, discrete respectively, in the Walsh ordering [1]. Functions $f: \mathbb{R} \to \mathbb{R}$ like:

$$f = \sum_{p=0}^{2^n-1} a_p w_p \tag{18}$$

shall be denoted as continual polynomials Walsh ones, while signals $f_d: \mathbb{Z} \to \mathbb{R}$ ($\mathbb{Z}$ being the set of integer numbers), like:

$$f_d = \sum_{p=0}^{2^n-1} a_p W_p \tag{19}$$

shall be denoted as discrete Walsh polynomial ones. $\mathbf{W}$, respectively $\mathbf{W}_d$, shall denote the set of Walsh continual, discrete, respectively, polynomials.

Proposition 3. *The sets* $\mathbf{W}$ *and* $\mathbf{W}_a$, *together with the usual addition, multiplication and scalar multiplication of real functions, build up polynomial associative and commutative* 2^n*-order algebras with unity, isomorphic in* $\mathcal{A}$.

Proof. It is easy to establish that function $F:\mathcal{A}\to\mathbf{W}$ given by:

$$F(\mathbf{x})=\sum_{p=0}^{2^n-1} x_p w_p,\quad \mathbf{x}=\sum_{p=0}^{2^n-1} x_p \mathbf{w}_p \tag{20}$$

is a one-to-one correspondence having the properties:

$$F(\lambda_1\mathbf{x}_1+\lambda_2\mathbf{x}_2)=\lambda_1F(\mathbf{x}_1)+\lambda_2F(\mathbf{x}_2),$$

$$F(\mathbf{x}_1,\mathbf{x}_2)=F(\mathbf{x}_1)F(\mathbf{x}_2),\ \forall\lambda_1,\lambda_2\in\mathbb{R},\ \forall\mathbf{x}_1,\mathbf{x}_2\in\mathcal{A}.$$

Remarks.

1. Because of the correspondences:

$$\mathbf{w}_p\xrightarrow{\mathcal{F}}w_p$$

elements of basis (4) shall be identified as Walsh functions in Walsh ordering. Elements $\mathbf{u}_k$, $(k=\overline{0,\ n-1})$, are Rademacher functions [1] while the orthogonal idempotentes $\mathbf{e}_p$, $(p=\overline{0,\ 2^n-1})$, are the block pulse functions [7].

2. Walsh-Hadamard transforms [1] represent, in fact, taking into account relations (13) and (14), the transition of a Walsh polynomial from basis (3) to the orthogonal idempotentes basis (5).

3. The property of algebra $\mathbf{W}_a$ of being a polynomial one, justify the use of Walsh functions in problems concerning the filtering of discrete polynomial signals [9]. Because of this property, any Walsh polynomial may be denoted as:

$$f=\sum_{p=0}^{2^n-1} b_p g^p;\ b_p\in\mathbb{R},\ (p=\overline{0,\ 2^n-1}), \tag{21}$$

where $g\in W_a$ satisfies a relation like:

$$g^{2^n}+\lambda_1 g^{2^n-1}+\ldots+\lambda_{2^n-1}g+\lambda_{2^n}=0;\quad \lambda_p\in\mathbb{R},\ (p=\overline{0,\ 2^n}), \tag{22}$$

i.e., the set $\{g^0, g, \ldots, g^{2^n-1}\}$ constitutes a basis in $\mathbf{W}_a$.

4. As any associative algebra is isomorphic with a quadratic matrices one, [5], the set $\mathbf{W}_a$ of Walsh polynomials may be represented on such an algebra. Let $[g]$ be the matrix by means of the above isomorphism to element $g\in\mathbf{W}_a$ and $p(\lambda)=\det[\lambda E-[g]]$, the characteristic polynomial of this matrix. Due to Cayley-Hamilton theorem [5], $p([g])=0$. Because of the isomorphism, it results that $p(g)=0$ (s. relation (22)). We may demonstrate that $p(\lambda)$ coincides with the minimal polynomial in algebra $\mathbf{W}_a$ only if g is a non-divisor of zero in $\mathbf{W}_a$.

5. The symbolic representation of discrete signals introduced in [3] as well as properties concerning integral transforms of continual signals [4] defined over this kind of algebras, shall constitute subjects of future works.

Received, November 21, 1986

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Mechanics and
Strength of Materials

REFERENCES

1. Ahmed N., Rao K.R., *Orthogonal Transforms for Digital Signal Processing*. Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg, New York, 1975.
2. Beauchamp K.G., *Walsh Function and their Application*. Academic Press, London, New York, San Francisco, 1975.
3. Condurache D., *On the Symbolic Representation of Discrete Signals*. Bul. Inst. polit., Iași, **XXVI** (**XXXI**), *1—2*, s. I (1981).
4. Condurache D., *Integral Transforms of Fourier-Type on Commutative Algebras*. Bul. Inst. polit., Iași, **XXX** (**XXXIV**), *1—4*, s. I (1984).
5. Creangă I., Enescu I., *Algebre*. Ed. Tehn., Buc., 1973.
6. Fliess M., Lamnabhi M., Lamnabhi-Lagarrigue F., *An Algebraic Approach to Non-linear Functional Expansion*. IEEE, CAS, **30**, 554—570 (1983).
7. Harmuth H.F., *Sequency Theory — Foundation and Application*. Academic Press, New York, San Francisco, London, 1977.
8. Kalman R.E., Falp P.L., Arbib M.A., *Topics in Mathematical System Theory*. McGraw-Hill. Inc., 1969.
9. Тумов А. В., *Использование фильтров Уолша для фильтрации полиномиальных сигналов*. Радоитехника и Элэктроника, **XXX**, *9* (1985).

ASUPRA UNOR PROPRIETĂȚI ALGEBRICE ALE FUNCȚIILOR WALSH

(Rezumat)

Se studiază unele proprietăți algebrice ale seriilor Walsh trunchiate. Se demonstrează că acestea sînt elemente ale unei algebre polinomiale de ordin finit peste corpul numerelor reale. Aspecte privind prelucrarea semnalelor utilizînd serii Walsh, transformări Walsh-Hadamard, primesc astfel interpretări algebrice inedite.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.3.083.2

ABOUT RESONANCE INDICATION IN COMPLETE-APERIODIC PARALEL CIRCUITS (RCAPC)

BY

ADRIAN CREŢU and ELENA CREŢU

1. Introduction

Resonant circuits on all the harmonics, called as a rule, „complete-aperiodic", [1], [3] due to the independence of their resonance condition of the shape and frequency of the feeding signal, can become very useful in the measurement technics of the linear electrical circuits parameters and, on certain conditions, of the non-linear ones.

The metrological performances of the devices that can be built by using such circuits are mainly determined by the proceedings and means used to indicate the moment the resonance takes place.

In the present paper we study theoretically, comparatively, the possibilities to indicate the resonance in the linear complete-aperiodic parallel circuits (RCAPC), especially insisting on their measuring sensitivity.

2. The Detecting of Resonance in RCAPC

Let's have RCAPC represented in Fig. 1, where L_x, r_x are the self inductance and the measuring coil resistance, respectively, C — the capacity of a condenser, which is supposed to have no losses, R_1, R_2 — two

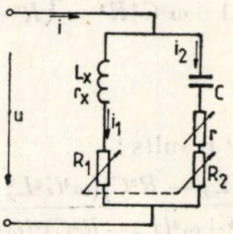


Fig. 1

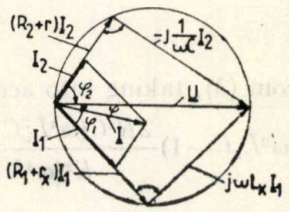


Fig. 2

identical resistances, simultaneously adjustable and r — a variable resistance. The RCAPC signals phasor diagram is represented in Fig. 2.

In the case of the coils parameters measurement the RCAPC arrangement is advantageous if achieved either by the simultaneous adjust-

ment of the resistances $R_1=R_2$, mechanically coupled and of the r resistance or by the condenser C capacity adjustment and of the r resistance [1]. From the complete aperiodic resonance condition [1], [3]:

$$R_1+r_x=R_2+r=R=\sqrt{\frac{L_x}{C}}, \tag{1}$$

in the hypothesis $R_1=R_2$, the following calculus expressions result immediately for the parameters of the measuring coil:

$$L_x=R^2C\ ;\ r_x=r. \tag{2}$$

In order to detect the moment in which the complete aperiodic resonance is produced, regardless of the measuring means we used (oscilloscopes, different types of varmeters, phase sensitive detectors), all known solutions [1], [4], [8], [9] are based on the control of the phase coincidence of the signals u and i applied to RCAPC.

We have then shown that this proceeding has, from the measuring sensitivity point of view, important shortcomings which make almost impossible the achievment of some (aperiodic Q-meter) devices that can be competitive with the classical ones.

The RCAPC measuring sensitivity, in the case in which the tuning is accomplished by a resistance simultaneous adjustment of the two branches, respectively: $R_1+r_x=R_2+r=R$, where $R_1=R_2$, is defined by:

$$S_r=\frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}R}, \tag{3}$$

where the phase angle φ between the signals u and i applied to RCAPC has the form:

$$\varphi=\operatorname{arctg}\frac{\omega}{R}\cdot\frac{(\omega^2L_xC-1)(L_x-R^2C)}{\omega^4L_x^2C^2+2\omega^2R^2C^2+1}, \tag{4}$$

obtained as a result of writing the circuit admittance from Fig. 1, respectively:

$$\underline{Y}=G_L+G_C-\mathrm{j}(B_L-B_C)=\frac{R}{R^2+\omega^2L_x^2}+\frac{\omega^2C^2R}{1+\omega^2C^2R^2}-\mathrm{j}\left(\frac{\omega L_x}{R^2+\omega^2L_x^2}-\right.$$
$$\left.-\frac{\omega C}{1+\omega^2C^2R^2}\right). \tag{5}$$

From (3), taking into account (4), it finally results:

$$S_r=-\omega(\omega^2L_xC-1)\frac{2R^2C(\omega^4L_x^2C^2+2\omega^2R^2C^2+1)+(L_x-R^2C)(\omega^4G^2L_x^2+6\omega^2R^2C^2+1)}{R^2(\omega^4L_x^2C^2+2\omega^2R^2C^2+1)^2+\omega^2(L_x-R^2C)^2(\omega^2L_xC-1)^2}. \tag{6}$$

The moment the resonance is produced, the RCAPC sensitivity, obtained from (6), in the condition (1), becomes:

$$S_{r0}=-2\omega C\frac{\omega^2R^2C^2-1}{(\omega^2R^2C^2+1)^2}. \tag{7}$$

Based on the expression (7), in Fig. 3 *a*, *b* and *c* we have represented with a dotted line the curves : $S_{r0}=f(R)$ at ω, $C=$const., $S_{r_0}=f(\omega)$ at R, $C=$ $=$const., respectively $S_{r0}=f(C)$ at ω, $R=$const.

In a similar way in the case of the RCAPC tuning by the adjustment of the condenser C capacity and of the resistance r (provided $R_1=R_2$ are maintained fixed) one can define and calculate the sensitivity :

$$S_c=\frac{d\varphi}{dC}, \tag{8}$$

which, taking into account (4), leads us to the final expression :

$$S_c=-\omega R\left\{\frac{[R^2(\omega^2L_xC-1)-\omega^2L_x(L_x-R^2C)](\omega^4L_x^2C^2+2\omega^2R^2C^2+1)}{R^2(\omega^4L_x^2C^2+2\omega^2R^2C^2+1)^2+\omega^2(L_x-R^2C)^2(\omega^2L_xC-1)^2}+\right. \tag{9}$$

$$\left.+\frac{2\omega^2C(L_x-R^2C)(\omega^2L_xC-1)(\omega^2L_x^2+2R^2)}{R^2(\omega^4L_x^2C^2+2\omega^2R^2C^2+1)^2+\omega^2(L_x-R^2C)^2(\omega^2L_xC-1)^2}\right\}.$$

From (9), taking into account (1), we immediately obtain the sensitivity expression S_{c0} in the moment of the resonance, respectively :

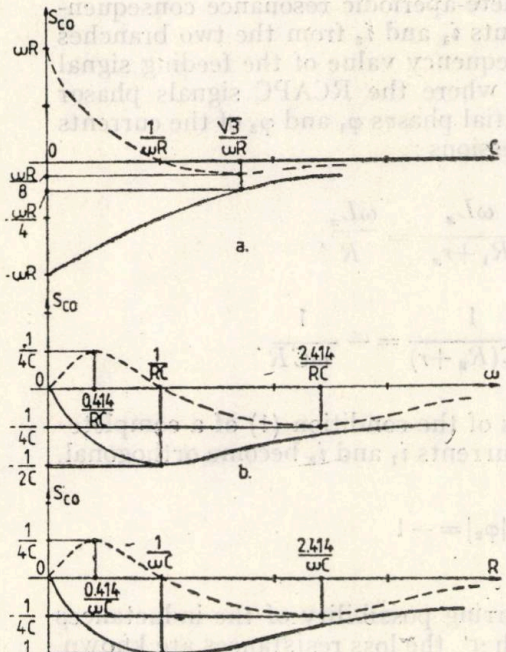


Fig. 3

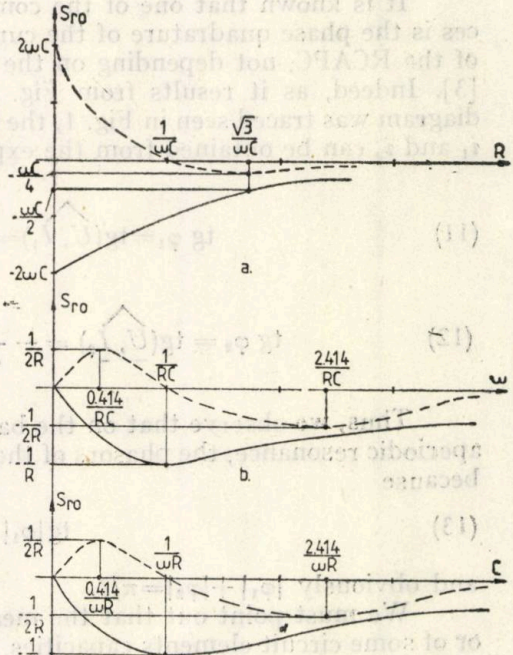


Fig. 4

$$S_{c0}=-\omega R\,\frac{\omega^2R^2C^2-1}{(\omega^2R^2C^2+1)^2}. \tag{10}$$

The curves of practical interest : $S_{c0}=f(C)$ at ω, $R=$const., $S_{c0}=$ $=f(\omega)$ at R, $C=$const., respectively $S_{c0}=f(R)$ at ω, $C=$const., obtained

using the expression (10) are also represented by a dotted line in fig. 4 *a*, *b* and *c*.

By analysing the dotted line curves in Figs. 3 and 4, the following important conclusions result :

a) The RCAPC measuring sensitivity, not depending on the tuning parameter, in the case of the resonance detecting proceeding through the phase coincidence control of the u and i signals applied to the circuit, takes relatively small values and especially a not too convenient way of variation for the *RLC* parameters measuring technique, because in certain conditions (for instance, when $\omega RC=1$) that is zero.

b) The application of the above analysed proceeding is possible only on relatively limited variation domains of the RCAPC parameters, which can be determined by the help of the relations (7) and (10), established for the first time in this paper.

It is clear that the evaluation of the RCAPC qualities, superior from certain points of view to the (harmonic) classic resonant circuits, usually used in the (*Q*-meter) *RLC* parameters measuring technique, is only possible by applying a new detecting proceeding of the complete aperiodic resonance.

It is known that one of the complete-aperiodic resonance consequences is the phase quadrature of the currents i_1 and i_2 from the two branches of the RCAPC, not depending on the frequency value of the feeding signal [3]. Indeed, as it results from Fig. 2 where the RCAPC signals phasor diagram was traced seen in Fig. 1, the initial phases φ_1 and φ_2 of the currents i_1 and i_2 can be obtained from the expressions :

$$\text{(11)} \qquad \operatorname{tg}\varphi_1=\operatorname{tg}(\widehat{\underline{U},\underline{I}_1})=\frac{\omega L_x}{R_1+r_x}=\frac{\omega L_x}{R},$$

$$\text{(12)} \qquad \operatorname{tg}\varphi_2=\operatorname{tg}(\widehat{\underline{U},\underline{I}_2})=-\frac{1}{\omega C(R_2+r)}=-\frac{1}{\omega CR}.$$

Thus, we observe that on the basis of the condition (1) of a complete-aperiodic resonance, the phasors of the currents i_1 and i_2 become orthogonal, because

$$\text{(13)} \qquad \operatorname{tg}|\varphi_1|\operatorname{tg}|\varphi_2|=-1$$

and obviously $|\varphi_1|+|\varphi_2|=\pi/2$.

We must point out that the measuring possibility of the inductances or of some circuit elements capacities, when the loss resistances are known, by bringing into quadrature the currents which run through two branches — an inductive one and a capacitive one — connected in derivation, was shown for the first time in [2], the quadrature detecting being achieved in this case with electrodynamic instruments, the cathodic oscilloscope, etc.

We have then studied the possibility of resonance indication in RCAPC, by detecting the moment of the achievment of $\underline{I}_1$ and $\underline{I}_2$ currents quadrature from the branches of this circuit.

3. The Calculus of the RCAPC Measuring Sensitivity in the Case of Resonance Indication by Currents Quadrature Detecting

The RCAPC measuring sensitivity in the situation in which the circuit tuning is obtained by a simultaneous agreement of the resistances $R_1+r_x=R_2+r=R$ from its branches ($R_1=R_2$, $C=$const.) is defined by the relation :

$$S_r=\frac{d(|\varphi_1|+|\varphi_2|)}{dR}, \tag{14}$$

in which :

$$|\varphi_1|+|\varphi_2|=\operatorname{arctg}\frac{R(\omega^2L_xC+1)}{\omega(R^2C-L_x)}, \tag{15}$$

as it results from the relations (11) and (12).

From (14), taking into account (15), we finally obtain :

$$S_r=-\frac{\omega(\omega^2L_xC+1)(R^2C+L_x)}{\omega^2(R^2C-L_x)^2+R^2(\omega^2L_xC+1)^2}. \tag{16}$$

At the resonance, from (16), taking into account (1), it results :

$$S_{r0}=-\frac{2\omega C}{\omega^2R^2C^2+1}. \tag{17}$$

The curves $S_{r0}=f(R)$ at ω, $C=$const., $S_{r0}=f(\omega)$ at R, $C=$const. and $S_{r0}=f(C)$ at ω, $R=$const., obtained from the expression (17), are traced as an uninterrupted line in Fig. 3 *a*, *b* and *c*.

In a similar way, in the case of the RCAPC tuning by the condenser C capacity adjustment which is supposed to have no losses and of the resistance (with the condition that $R_1=R_2$, fixed) one can define and calculate the sensitivity :

$$S_c=\frac{d(|\varphi_1|+|\varphi_2|)}{dC}. \tag{18}$$

From (18), taking into account (15), it results finally :

$$S_c=\omega R\,\frac{\omega^2L_x(R^2C-L_x)-R^2(\omega^2L_xC+1)}{\omega^2(R^2C-L_x)^2+R^2(\omega^2L_xC+1)^2}. \tag{19}$$

The moment the complete-aperiodic resonance takes place, from (19) considering (1), we immediately obtain :

$$S_{c0}=-\frac{\omega R}{\omega^2R^2C^2+1}. \tag{20}$$

The curves $S_{c0}=f(C)$ at ω, $R=$const., $S_{c0}=f(\omega)$ at R, $C=$const. and $S_{c0}=f(R)$ at ω, $C=$const., traced from the expression (20), are also represented by an uninterrupted line in Fig. 4 *a*, *b* and *c*.

From the comparative analysis of the expressions (7) and (17), (10) and (20) respectively of the RCAPC measuring sensitivity, determined in the case of the resonance indication by the phase coincidence control

between u and i signals ($\varphi=0$), by the quadrature control of the currents i_1 and i_2 ($|\varphi_1|+|\varphi_2|=\pi/2$) respectively and especially, based on the curves traced in Fig. 3 and 4, we obtain the following conclusions of a practical interest :

a) No matter what the tuning parameter (R or C) is, the sensitivities values S_{r0} and S_{c0} in the case of the resonance indication by the quadrature detecting of the currents from the RCAPC branches are much greater. Indeed, the sensitivities ratio obtained in the case of the two proceedings, equal to :

$$\frac{S_{r_0(|\varphi_1|+|\varphi_2|=\pi/2)}}{S_{r_0(\varphi=0)}} = \frac{S_{c_0(|\varphi_1|+|\varphi_2|=\pi/2)}}{S_{c_0(\varphi=0)}} = \frac{\omega^2R^2C^2+1}{\omega^2R^2C^2-1}, \tag{21}$$

is obviously greater than one.

b) The aspect of the variation curves of the RCAPC sensitivity depending on the tuning parameter (R or C) and of the ω pulsation of the feeding signal, in the case of the proceeding based on the currents quadrature control is much more convenient, in this case there exists a larger range of values of the tuning parameter where the measuring sensitivity remains practically constant.

c) At the same time, based on the expressions (17) and (20) respectively, one can establish values of the work frequency ($\omega=1/RC$) so that, for each measuring subdomain the RCAPC sensitivity is constant, practically equal to its maximal value (s. Figs. 3 *b* and 4 *b*). In these subdomain the phase angles φ_1 and φ_2 vary around the $\pi/4$ value.

4. Conclusions

We have studied the possibilities of resonance indication in RCAPC, with the purpose of using it in the technique of the *RLC* parameters measuring of the linear electrical circuits.

We determine the analytical expressions of the RCAPC measuring sensitivities in the case of the known proceeding of complete-aperiodic resonance indication by the signals phase coincidence control applied to it ($\varphi=0$; $R_1+r_x=R_2+r=\sqrt{L_x/C}$). Based on these expressions we have underlined the main shortcomings of the respective proceeding which render — at the present stage — the aperiodic Q-meters although superior to the classical ones from certain points of view (mainly, due to the independence of their resonance condition having the shape and frequency of the feeding signal) non-competitive with them.

Based on the well-known consequences of the complete-aperiodic resonance we suggest and study its indication possibility by the currents phase quadrature control from the RCAPC branches. We have proved that, at least from the measuring sensitivity point of view, this proceeding is evidently superior to the former.

The conclusions obtained in the paper led us to the building of an aperiodic Q-meter with remarkable performances [5] which will be subsequently presented.

Received, October 18, 1986

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics and
Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Patachi N. a.o., *Resonanzmethode zur Messung der Parameter von Spulen und Kondensatoren in nichtharmonischen Betrieb.* Nachrichtechnick, *10*, 54—63 (1972).
2. Savin Gh., *Metodă pentru măsurarea inductanţelor şi capacităţilor în regim permanent armonic şi nearmonic prin defazarea curenţilor la 90°.* Ph. D. Diss., Polyt. Inst., Jassy, 1961.
3. Rosman H., Savin Gh., *Circuite electrice liniare. I. Analiza circuitelor electrice liniare în regim permanent.* Inst. Polyt., Jassy, Vol. 1, 1974.
4. Creţu A., *Metodă şi aparat pentru detectarea rezonanţei în circuitele electrice.* Patent R.S.R., *87 119*, 1985.
5. Creţu A., *Metodă de zero şi aparat pentru indicarea rezonanţei în circuitele derivaţie complet-aperiodice.* Invention Description, Dosier OSIM, *121 222*, Bucharest, 1985.
6. Creţu A., Harja C., *Q-metru.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXI** (**XXXV**), *1—4*, s. III, 23—28 (1985).
7. Creţu A., Bărbulescu D., *Asupra utilizării redresoarelor sensibile la fază la măsurarea parametrilor bobinelor şi condensatoarelor liniare prin metode de rezonanţă.* Metrol. apl., **XXVII**, *2*, 55—58 (1980).
8. Patachi N. a.o., *Q-metru aperiodic.* Patent R.S.R., *67 413*, 1979.
9. Marinca Şt., *Punţi de c.a. L, C(R) la rezonanţa independentă de frecvenţă.* Patent R.S.R., *71 440*, 1980.
10. Westra M., Falls S., Dak S., *Inductance Meter.* Patent U.S.A., *4 258 315*, 1981.
11. Sparber R., Wheaton H., *Impedance/Admittance Measuring Circuit.* Patent U.S.A., *4 283 675*, 1981.
12. Silcocks H.A., *Improvements in and Relating to Electric Measuring or Indicating Apparatus.* Patent, England, *1 541 413*, 1979.

ASUPRA INDICĂRII REZONANŢEI ÎN CIRCUITELE DERIVATE COMPLET-APERIODICE

(Rezumat)

Se studiază posibilităţile de detectare a rezonanţei în circuitele derivaţie complet-aperiodice, cu scopul utilizării acestora în măsurarea parametrilor circuitelor de curent alternativ.

Se demonstrează că, cel puţin din punctul de vedere al sensibilităţii de măsurare, procedeul propus de indicare a rezonanţei complet-aperiodice prin controlul cuadraturii curenţilor din ramurile circuitului, este superior procedeului cunoscut, bazat pe controlul coincidenţei fazelor tensiunii şi curentului din circuitul rezonant complet-aperiodic.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.317

COMPTEUR D'ÉNERGIE THERMIQUE Á TRADUCTEUR ÉLECTROMAGNÉTIQUE DE DÉBIT

III. CALIBRAGE. ERREURS

PAR

C. HARJA, M. CREŢU et C. SĂRMĂŞANU

1. Introduction

L'énergie thermique consommée représente la différence entre l'énergie transportée par l'agent thermique sur la conduite de tour et l'énergie transportée par l'agent thermique sur la conduite de retour du réseau thermique et de la production simultanée d'énergie thermique et électrique.

La mesure de l'énergie thermique consommée appartient à la catégorie des méthodes de mesure indirectes qui est fondée sur une relation de différence.

Compte tenu de cette hypothèse l'erreur de mesure de cette différence est égale à celle des termes de la différence, multipliée par le rapport de ceux-ci qui peut avoir des valeurs de l'ordre des dizaines ou même des centaines.

Dans les conditions ci-dessus il résulte que la réalisation d'un appareil capable à mesurer l'énergie thermique qui puisse avoir d'utilité pratique du point de vue de la performance-coût, nécessite la connaissance et le contrôle rigoureux de toutes les sources d'erreurs, en même temps que la découverte des moyens les plus efficaces pour les réduire.

Le compteur d'énergie thermique proposé [2], [3], offre des possibilités optima pour la résolution de ce problème et présente beaucoup d'interêt tant pour le producteur aussi que pour le bénéficiaire.

2. Calibrage

Le traducteur électromagnétique de débit est caractérisé par le facteur de calibrage :

$$k[\mathrm{mV/l/s}] = \frac{U[\mathrm{mV}]}{Q[\mathrm{l/s}]}, \tag{1}$$

où U est la tension aux bornes du traducteur, Q — le débit et du déphasage interne :

$$\varphi = \arccos \frac{P}{S}, \tag{2}$$

où P est la puissance active et S — la puissance apparente consomée par le traducteur électromagnétique de débit [4].

Le facteur de calibrage (k) et le déphasage interne (φ) du traducteur électromagnétique de débit varient en fonction du diamètre de la conduite

(entre des grandes limites) et même d'un appareil à l'autre pour le même diamètre (entre des limites réduites).

Grâce à la différence de température qui apparait dans l'expression de la quantité de chaleur, l'erreur de construction des thermorésistances intervient avec un grand poids.

Par conséquent le calibrage du compteur de chaleur, exécuté ensemble avec les traducteurs de débit et de la température, doit englober un réglage pour l'annulation de la composante parasite dans le signal électrique résulté du traducteur électromagnétique de débit et qui dépend de son déphasage interne [2], un réglage pour annihiler l'influence de l'erreur de construction des thermorésistances et un réglage du facteur d'échelle [2].

Pour calibrer le compteur de chaleur il est nécessaire un stand de calibrage capable á fournir le débit et la différence de la température, réglables et précisément connues.

Vu que le traducteur électromagnétique de débit est calibré indépendemment, l'opération de calibrage du compteur de chaleur peut se simplifier en utilisant le calibrateur pour les débitmètres électromagnétiques. Si on trace tout d'abord la courbe d'étalonnage des thermorésistances on peut simuler la différence de température à l'aide de quelques boîtes de résistances étalon [5].

2.1. Le réglage „zéro débit"

Le réglage „zero débit" permet l'elimination de la composante parasite induite par la transformation du signal électrique produit par le traducteur électromagnétique de débit [2], L'installation de calibrage, représentée dans la Fig. 1, est composée par le compteur de chaleur CC, équipé avec un traducteur électromagnétique de débit TD et les thermorésistances TR-1, TR-2, TR-3, le calibrateur pour les débitmètres électromagnétiques CD, qui produit un signal pareil á celui produit par le traducteur électromagnétique de débit et deux bains thérmostat, BT-1, BT-2, pour la simulation des températures de la conduite de tour et de retour. L'installation de calibrage doit permettre à remplir complètement avec du fluide le traducteur électromagnétique de débit. Le réglage „zéro débit" est réalisé avant tout en remplaçant le traducteur électromagnétique de débit TD avec le calibrateur pour le débitmètre électromagnétique CD, et, finalement, après la réalisation du reste des réglages, avec le traducteur électromagnétique de débit TD.

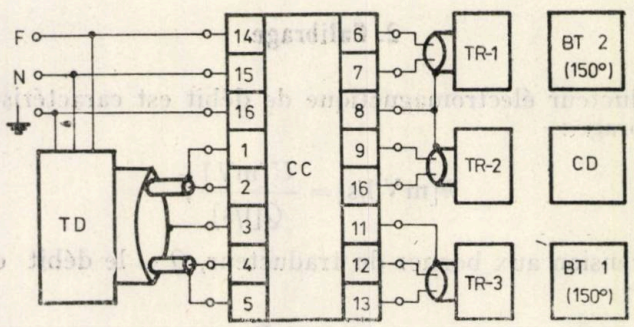


Fig. 1

On effectue le réglage du calibrateur pour les détecteurs électromagnétiques de débit CD à la valeur de la tension qui correspond au débit nominal où le compteur de chaleur fonctionne, qu'on peut calculer avec la relation (1) et on le règle à la position „0". Les thermorésistances TR-1, TR-2 sont introduites dans le bain thermostat BT-2, réglé à la température de 150°C (qui correspond à la conduite de tour) et la thermorésistance TR-3 dans le bain thermostat BT-1 réglé à la température de 50°C (qui correspond à la conduite de retour).

On effectue le réglage de la résistance semiréglable R_{24} ([3], Fig. 1) jusqu'au moment où la tension à la sortie du détecteur synchrone DS-1 (la sortie de l'amplificateur opérationnel A_{12} ([3], Fig. 3) atteint la valeur 0 ± 5 mV.

2.2. Le réglage „zéro Δt"

Le réglage „zéro Δt" est nécessaire pour diminuer l'influence de l'erreur de construction des thermorésistances. Les thermorésistances TR-1, TR-2, TR-3 sont introduites dans le bain thermostat BT-1 à la température de 50°C et on fixe le calibrateur pour les débitmètres électromagnétiques CD à la position „100%".

On effectue le réglage de la résistance semiréglable R_{29} ([3], Fig. 2) jusqu'an moment où la tension à la sortie du détecteur synchrone DS-1 a de nouveau la valeur 0 ± 5 mV.

2.3. Le réglage „bout de la gamme"

Le réglage „bout de la gamme" a le rôle de régler le facteur d'échelle du compteur de chaleur à la valeur nécessaire. On introduit les thermorésistances TR-1, TR-2 dans le bain thermostat BT-2, à la température de 150°C et la thermorésistance TR-3 dans le bain thermostat BT-1 à la température de 50°C, le calibrateur pour les débitmètres électromagnétiques CD ayant la position „100%".

On effectue le réglage de la résistance semiréglable R_{15} ([3], Fig. 1) jusqu'au moment où la période des impulsions à la sortie du changeur tension—fréquence (A_{17} [3], Fig. 3) a la valeur $(1+0{,}004)\text{s} \pm 0{,}5$ ms pour les thermorésistances Cu 100 et $(1+0{,}007)\text{s} \pm 0{,}5$ ms pour les thermorésistances Pt 100. On réalise la connexion du traducteur électromagnétique de débit au compteur complètement rempli de liquide et on refait le réglage „zéro débit".

2.4. La constante de l'appareil

La constante du compteur de chaleur est définie par la relation:

$$k_{0p}[\text{Kcal/impulsion}] = \frac{q_0[\text{Kcal}]}{N[\text{impulsion}]}, \tag{3}$$

où q_0 est la vraie quantité de chaleur, N — le nombre des impulsions enregistré par le compteur électromécanique NM [3]. La vraie quantité de chaleur peut être exprimée sous la forme :

$$q_0 = mC_{pm}\Delta t, \tag{4}$$

où m est la masse du fluide, Δt — la différence de températures, C_{pm} — la valeur moyenne de la chaleur spécifique à la pression constante dans l'intervalle de température Δt. En tenant compte que :

$$m = \rho v, \quad \Delta t = t_2 - t_1, \quad C_{pm} = \frac{1}{t_2 - t_1}\int_{t_1}^{t_2} C_p(t)\,dt, \tag{5}$$

la relation (4) devient :

$$q_0 = \rho_{t_2}\, v_{t_2} \int_{t_1}^{t_2} C_p(t)\,dt, \tag{6}$$

où ρ_{t_2}, v_{t_2} représentent la densité, respectivemment le volume du liquide à la température t_2 (pour la quelle on mesure le débit du fluide). Si l'on utilise la notation :

(7) $$F(t)=\int_0^t C_p(t)\mathrm{d}t,$$

il resulte :

(8) $$q_0=\rho_{t_2}v_{t_2}[F(t_2)-F(t_1)].$$

Le volume du fluide (v_{t_2}) en étant mesuré par l'intermédiaire du débit volumétrique :

(9) $$V=Q\tau$$

et le temps de mesure pouvant être exprimé en fonction du nombre N et de la fréquence f des impulsions de sortie :

(10) $$\tau=\frac{N}{f}$$

on obtient :

(11) $$q_0=\frac{N}{f}Q\rho_{t_2}[F(t_2)-F(t_1)].$$

Pour $t_2=150°C$, $t_1=50°C$ ($\Delta t=100°C$), $f=1$ Hz, les valeurs de la densité et de la fonction $F(t)$ extraits des tableaux donnés dans [6], [5] et en utilisant la relation (3), résulte la constante du compteur :

(12) $$k_{cp}[\text{Kcal/impulsion}]=22{,}074\ Q_n[\text{l/s}],$$

où Q_n est le debit nominal où le compteur de chaleur va fonctionner.

3. Erreurs

Dans le calcul des erreurs du mesure on prend en considération la vraie quantité de chaleur q_0 (v. relation (8)), la quantité de chaleur q_c, donnée par l'équation de fonctionnement du compteur de chaleur ([2], rel. (24)) et la quantité de chaleur mesurée par le compteur q ([2], rel. (23)).

L'erreur relative de mesure de la quantité de chaleur, donnée par la relation :

(13) $$\varepsilon=\frac{q-q_0}{q_0},$$

peut être décomposée dans les composants suivants :

(14) $$\varepsilon=\varepsilon_i+\varepsilon_m+\varepsilon_c,$$

où ε_i représente l'erreur intrinsèque du compteur de chaleur, ε_m — l'erreur de méthode, ε_c — l'erreur de calibrage.

3.1. L'erreur intrinsèque

L'erreur intrinsèque du compteur de chaleur représente la déviation de la quantité de chaleur mesurée par le compteur, par rapport à la quantité de chaleur donnée par l'équation de fonctionnement du compteur :

(15) $$\varepsilon_t = \frac{q - q_c}{q_c} \cdot 100[\%].$$

Cette erreur, déterminée après le calibrage du compteur de chaleur pour les couples des valeur, débit (0%, 25%, 50%, 75%, 100% $\cdot Q_n$) — différences de températures (0°C, 25°C, 50°C, 75°Cs 100°C), a résulté :

(16) $$\varepsilon_t[\%] = \pm 0{,}25 \frac{\Phi tn}{\Phi_t}, \quad \frac{\Phi_{tn}}{\Phi_t} = \frac{Q_n}{Q} \cdot \frac{\Delta t_n}{\Delta t},$$

où Φ_n, Q_n, Δt_n sont des valeurs nominales et Φ_t, Q, Δt — des valeurs rééles du flux thermique' du débit volumétrique du fluide et de la différence de températures.

3.2. L'erreur de méthode

L'erreur de méthode intervient compte tenu que l'équation de fonctionnement du compteur de chaleur introduit une approximation de la relation de définition de la quantité de chaleur :

(17) $$\varepsilon_m = \frac{q_c - q_0}{q_0} \cdot 100[\%] .$$

En utilisant la relation (24) [2] et en considérant pour simplifier le débit Q et les températures t_2, t_1, constantes pendant la durée de la mesure τ, on obtient :

(18) $$q_c = K_s v_{t_2} \frac{\alpha_2 R_0 t_2 - \alpha_1 R_0 t_1}{a + \alpha_2 R_0 t_2}, \quad v_{t_2} = Q\tau,$$

où les valeurs de K_s et a sont données par les relations (25), (26) [2]. Les valeurs de l'erreur de méthode ε_m, obtenues à l'aide des relations (8), (18) et (17), en fonction de la température sur la conduite de tour (t_2) et de la différence de la température tour—retour (Δt), pour les thermorésistances Cu 100 ont les limites : 0,02% et 0,93% et pour Pt 100 les limites : 0,03% et 1,54%. On constate que l'erreur de méthode intervient avec une contribution importante à l'erreur de mesure de la quantité de chaleur, en particulier pour les thermorésistances Pt 100.

Compte tenu que dans l'intervalle de températures 40°... 150°C la densité et la chaleur spécifique de l'eau varient d'une façon nonlinéaire (la déviation relative étant —7,790% pour la densité et +2,276% pour la chaleur spécifique) et qu'elles interviennent dans une expression complexe, le compteur de chaleur restreint d'une manière significative l'influence de la dépendence de température de la densité et du volume spécifique de l'eau.

On peut réduire l'erreur de méthode en utilisant des circuits plus complexes pour la compensation de la variaton avec la température de la densité et de la chaleur spécifique de l'eau [7] : cette solution conduit à l'augmentation de l'erreur intrinsèque de l'appareil et n'apporte pas d'avantages en ce qui concerne la précision de mesure de la quantité de chaleur et pour cette raison ne peut pas être utilisée.

À la réalisation du réglage „bout de la gamme" on tient compte de l'erreur de méthode (les coefficients 0,004 et 0,007 de la relation de calcul de la période des impulsions de sortie).

3.3. L'erreur de calibrage

Cette erreur apparait au calibrage du compteur de chaleur aussi qu'à la vérification de celui-ci ; elle est la conséquence des erreurs de la construction des étalons utilisés au calibrage ou à la verification (le stand de calibrage du traducteur de débit, le calibrateur pour les débitmètres électromagnétiques, les bains thermostats, les boîtes de résistances).

On peut déterminer cette erreur en appliquant le calcul des erreurs à l'équation de fonctionnement du compteur de chaleur.

Des relations (12) [2] et (6) [3] on obtient :

(19) $$\alpha_2 R_0 t_2 - \alpha_1 R_0 t_1 = R(t_2) - R(t_1).$$

Si l'on introduit les notations :

(20) $$R_2(t_2) = R_1(t_2) = R_{t2}, \quad R_3(t_1) = Rt_1,$$

la relation (18) prend la forme :

$$q_a = K_s Q \tau \cdot \frac{R_{t_2} - R_{t_1}}{R_{28} + R_{t_2}}, \tag{21}$$

en résultant l'expression des erreurs :

$$\frac{\Delta q_a}{q_a} = \frac{\Delta K_s}{K_s} + \frac{\Delta Q}{Q} + \frac{\Delta \tau}{\tau} + \frac{\Delta R_{t_2}}{R_{t_2}} \left(\frac{R_{t_2}}{R_{t_2} - R_{t_1}} - \frac{R_{t_2}}{R_{28} + R_{t_2}} \right) + \frac{\Delta R_{t_1}}{R_{t_1}} \cdot \frac{R_{t_2}}{R_{t_2} - R_{t_1}} + \tag{22}$$

$$+ \frac{\Delta R_{28}}{R_{28}} \cdot \frac{R_{28}}{R_{28} + R_{t_2}}$$

Compte tenu que :

$$\frac{\Delta R_{t_2}}{R_{t_2}} = \frac{\Delta R_{t_1}}{R_{t_1}} = \frac{\Delta R}{R}, \quad \frac{R_{t_2}}{R_{28} + R_{t_2}} \ll \frac{R_{t_2}}{R_{t_2} - R_{t_1}}, \quad \frac{\Delta \tau}{\tau} = \pm \frac{1}{N} \tag{23}$$

et que les termes $\Delta K_s/K_s$ et $\Delta R_{28}/R_{28}$ sont englobés dans l'erreur intrinsèque de l'appareil il résulte :

$$\varepsilon_c = \pm \frac{\Delta Q}{Q} \pm \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{R_{t_2} + R_{t_1}}{R_{t_2} - R_{t_1}} \pm \frac{1}{N}, \tag{24}$$

où

$$\varepsilon_Q = \pm \frac{\Delta Q}{Q} \cdot 100, \ [\%], \tag{25}$$

représente l'erreur des étalons de débit (le stand de calibrage des traducteurs électromagnétiques de débit, le calibrateur pour les débitmètres électromagnétiques) ;

$$\varepsilon_t = \pm \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{R_{t_2} + R_{t_1}}{R_{t_2} - R_{t_1}} \cdot 100, \ [\%], \tag{26}$$

— l'erreur dûe aux étalons de température (des bains thermostats, des bôites étalons de résistances) ;

$$\varepsilon_\tau = \pm \frac{1}{N} \cdot 100, \ [\%], \tag{27}$$

— l'erreur introduite par l'évaluation discrète du temps de mesure (par le nombre N des impulsions).

Si on accepte que l'erreur relative totale des étalons de débit est de 0,1%, que la classe de précision des étalons de température (des boîtes étalons de résistances) est de 0,01% et que $N = 1\,000$, il résulte :

$$\varepsilon_Q = \pm 0{,}1\%, \ \varepsilon_t = \pm 0{,}01 \frac{R_{t_2} + R_{t_1}}{R_{t_2} - R_{t_1}} \ [\%], \ \ \varepsilon_\tau \pm 0{,}1\%. \tag{28}$$

Quoique les étalons de température aient une classe de précision élevée (0,01%), l'erreur relative de mesure de la différence de température (ε_t) peut atteindre des valeurs beaucoup plus grandes ; pour $t_2 = 110°C$, $t_1 = 100°C$ (dans le cas de l'utilisation des thermorésistances Pt 100, $R_{t_2} = 142{,}95\ \Omega$; $R_{t_1} = 139{,}10\ \Omega$) :

$$\varepsilon_t = \pm 0{,}01 \frac{142{,}95 + 139{,}10}{142{,}95 - 139{,}10} = \pm 0{,}73\% \tag{29}$$

et pour $t_2 = 150°C$, $t_1 = 50°C$ ($R_{t_2} = 158{,}21\ \Omega$, $R_{t_1} = 119{,}70\ \Omega$) :

$$\varepsilon_t = \pm 0{,}01 \frac{158{,}21 + 119{,}70}{158{,}21 - 119{,}70} = \pm 0{,}17\%. \tag{30}$$

Les relations (25) ... (30) mettent en évidence l'influence des erreurs de construction des étalons de débit et de la température et les précautions nécessaires pour le calibrage, aussi pour la vérification, afin d'aboutir à des conclusions justes concernant l'erreur de mesure du compteur de chaleur.

Au calibrage du compteur de chaleur, grâce au réglage „zéro débit" et au fait que le réglage „bout de la gamme" est effectué en mesurant la période des impulsions à la sortie, au lieu du nombre N des impulsions (on règle le bout de la gamme pour un flux thermique proportionnel avec la fréquence des impulsions à la sortie) on obtient :

$$\varepsilon_Q = \pm 0{,}1\%,\ \varepsilon_t = 0{,}17\%,\ \varepsilon_\tau = 0,\ \varepsilon_e = \pm 0{,}27\%. \tag{31}$$

Vu que l'erreur de mesure du compteur de chaleur varie d'une façon inversement proportionelle avec la différence de températures et le débit de fluide, il est d'usage de préciser les domains de variation des ces grandeurs [8], [9], en utilisant les relations (14), (16), (31) et en tenant compte de l'erreur de méthode ε_m, pour les thermoresistances Cu 100, $\Delta t < 30°C$, $\varepsilon_m + \varepsilon_e = \pm 1{,}2\%$; $\Delta t > 30°C$, $\varepsilon_m + \varepsilon_e = 0{,}71\%$: $\varepsilon = (\pm 0{,}25\%)\dfrac{Q_n}{Q}\cdot\dfrac{\Delta t_n}{\Delta t} + (1{,}5\%)_{\Delta t < 30°C}$ ou $\pm 1\%_{\Delta t > 30°C}$

et pour les thermorésistances Pt 100 ($\Delta t < 30°C$, $\varepsilon_m + \varepsilon_e = 1{,}71\%$; $\Delta t > 30°C$. $\varepsilon_m + \varepsilon_e = \pm 1{,}08\%$: $\varepsilon_m + \varepsilon_e = \pm 1{,}08\%$: $\varepsilon = (\pm 0{,}25\%)\dfrac{Q_n}{Q}\cdot\dfrac{\Delta t_n}{\Delta t} + (\pm 2\%)_{\Delta t < 30°C}$ ou $\pm 1{,}5\%^{9}|_{\Delta t > 30°C}$.

Pour la réduction de l'erreur de mesure du compteur de chaleur il est nécessaire que les valeurs nominales du débit volumétrique de fluide et la différence de la température soient rendues près des valeurs qui correspondent au régime de fonctionnement du compteur de chaleur (v. [3], rel. (2) ; [3], rel. (3) ; [2], rel. (7)).

4. Conclusions

1. Le compteur d'énergie thermique à traducteur électromagnétique de débit offre des possibilités optima quant à la réduction des erreurs sous le niveau imposé des normatives en vigueur.

2. La connaissance des sources des erreurs qui se manifestent dans le fonctionnement de l'appareil dans le même temps que dans les méthodes et les moyens de les réduire présente d'interêt tant pour le producteur que pour le bénéficiaire.

Reçue le 12 décembre 1986

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Electrotechnique, Mesures
et Machines électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Harja C., *Metode și mijloace de măsurare a energiei termice.* Trav. de la Conf. de Transmission de la Chaleur et Optimisation de l'Utilisation de l'Energie Technique, Brașov, 30—31 oct. 1986, S. 1—8.
2. Crețu M., Harja C., Sărmășanu C., *Thermal Energy Meter with Electromagnetic Discharge Flow Transducer* (I). Bul. Inst. polit., Iași, **33** (**37**), *1—4*, s. III, 45—50 (1986).
3. Harja C., Crețu M., Sărmășanu C., *Thermal Energy Meter with Eletromagnetic Discharge Flow Transducer* (II). Bul. Inst. polit., Iași, **33**, (**37**), *1—4*, s. III, 57—64 (1986).
4. * * * *Fișă de informare D.E.M.-90*, I.T.R.D., Pașcani.
5. * * * *Verificarea metrologică a contoarelor de energie termică.* Inspectoratul General de Stat pentru Controlul Calității Produselor, N.T.M. 3-159-83. Ed. Tehn., București, 1983.
6. Vukalovici M., *Proprietățile termodinamice ale apei și ale aburului. Tabele și diagrame.* (Trad. du russe). Ed. Tehn., București, 1967.
7. Bîrcă Șt., *Circuit electronic pentru măsurarea căldurii specifice a apei.* Patent R.S.R., *73 858* (1980).
8. Popescu P., *Despre erorile contoarelor folosite la măsurarea energiei termice.* Metrol. apl.) **XXVII**, *2*, 69—73 (1982).
9. Adunka F., *Gesetzliche Anforderungen an Wärmezähler.* Messen — Steuern — Regeln, **99**, *8*, 336—369 (1982).

CONTOR DE ENERGIE TERMICĂ CU TRADUCTOR ELECTROMAGNETIC DE DEBIT.

III. Calibrare. Erori

(Rezumat)

Se prezintă o analiză în detaliu a tuturor surselor de erori care se manifestă în cazul măsurării energiei termice cu ajutorul unui contor cu traductor electromagnetic de debit. Sînt indicate procedeele și mijloacele de diminuare a erorilor în scopul aprecierii juste a performanțelor aparatului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.314.224.3

ON LOW POWER CURRENT CONVERTER UTILIZATION FOR AUTOMATIC COMPENSATION OF CURRENT TRANSFORMERS ERRORS

BY

ELENA CREȚU, M. LUCANU and ADRIAN CREȚU

1. Introduction

The electronic compensated current transformer, characterized by the extremely reduced values of the errors, is currently used as a high accuracy ratio device. For the purpose of compensation we use a correcting electronic diagram which contains as operational amplifier functioning either in the working condition of a voltage amplifier [1] ... [4], or in the working conditions of a current converter [5], or current—voltage converter [6].

The utilization of voltage amplifiers determine a dependence of the current transformer complex error compensated by the voltage gain of the correction amplifier, which implies a less advantageous working at high frequencies [7].

The compensation diagrams with converters use electronic devices of great power, dimensioned according to the load power [5], [6].

In what follows we study the possibility of an electronic compensation of the current transformer errors with low power converters, dimensioned according to the power corresponding to the error current. The diagram we suggested is conceived in two variants, enabling its application without any changes in its building to the two-stage current transformers and — by adding a compensation winding — to the current transformers with a single core, in which case the correcting electronic device is associated with an auxiliary transformer.

2. Schematic Diagram

For a current transformer with a single core, the schematic diagram, represented in Fig. 1, is formed by the electronic compensated indicator cureent transformer T.I., by the auxiliary transformer T.A., with the same ratio of the windings as the indicator transformer, which must maintain the secondary current i_2 — in the case in wich, as a result of the coupling of the electronic device of compensation, the cancelling of the magnetic flux takes place in the core M_2 of the indicator transformer T.I. — and the operational amplifier AO functioning as a current converter.

The compensating winding with $N_3=N_2$ turns is connected at the input of the converter, and the load impedance $\underline{Z}_s$ — in the latter's reaction.

The I_s current which covers the load impedance represents the sum between the I_2 current, from the secondary circuit and I_3, from the N_3 compensating winding, maintained in short-circuit by the operational amplifier AO. Thus :

$$I_s = I_2 + I_3. \tag{1}$$

By replacing the two independent transformers : the indicator transformer T.I. and the auxiliary transformer, with a single transformer with two cores, we obtain the compensating proceeding represented in Fig. 2.

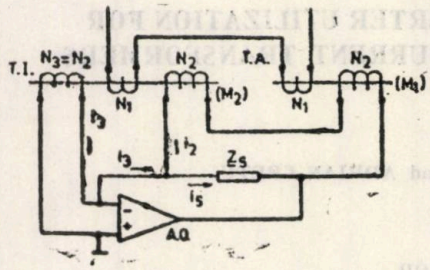


Fig. 1

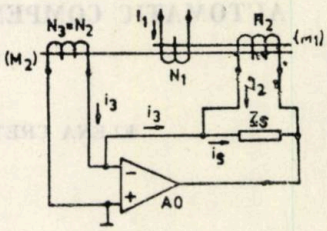


Fig. 2

The M_1 core, dimensioned according to the load impedance Z_s, together with the windings N_1 and N_2 fulfil the part of the auxiliary transformer T.A. and represent the first stage, while the core M_2, where the compensating winding N_3 is wound, represents the second stage and together with the windings N_1 and N_2 they replace the indicator transformer T.I.

The scheme functions as two-stage current transformer, with the compensating winding N_3 connected in short-circuit by means of the operational amplifier AO.

3. Complex Error

In order to determine the value of the complex error ε_α of the current transformer, compensated by the method we have suggested, we use the system of equations which resulted from writing the equations of ampere-turns of the two transformers (of the two stages) of condition (1) and of the Kirchhoff voltage equation applied to the secondary and to the compensating circuit, respectively :

$$\begin{cases} I_1' = I_{10(A)}' + I_2, \quad I_1' = I_{10(I)}' + I_2 + I_3, \quad I_s = I_2 + I_3, \\ Z_{0(A)}' I_{10(A)}' + Z_{0(I)}' I_{10(I)}' = (Z_2 + Z_s) I_2, \quad Z_{0(I)}' I_{10(I)}' \cong Z_3 I_3, \end{cases} \tag{2}$$

where : I_1 represents the primary current related to the secondary ; I_{10A}' ; I_{10I}' — the idle running current related to the secondary, of the auxiliary transformer (of the first stage) and of the indicator transformer (of the second stage, respectively ; $Z_{0(A)}'$, $Z_{0(I)}'$ — the magnetization branch impedance related to the secondary of the auxiliary transformer (of the first stage) and of the indicator transformer (of the second stage), respectively ; $Z_2 = Z_{2(I)} + Z_{2(A)}$ — the total impedance of the secondary windings of the two transformers (the impedance of the secondary winding) ; Z_3 — the impedance of the compensating winding.

The value of the complex error is :

$$\underline{\varepsilon}_\alpha = -\frac{\underline{I}'_{10(I)}}{\underline{I}'_1} \approx -\frac{(\underline{Z}_2+\underline{Z}_s)\underline{Z}_3}{\underline{Z}'_{0(A)}\underline{Z}'_{0(I)}}. \tag{3}$$

The complex error $\underline{\varepsilon}_\alpha$ is, thus, not depending on the voltage amplification of the correcting electronic device and, as a result, the main advantage of the compensation device we have proposed, related to the compensating diagrams with a voltage electronic amplifier described in [1] and [3], is constituted by the fact that the compensating effect remains the same in a large band of the frequency variation [7].

The complex error of the current transformer, compensated by this proceeding, is given, as it results from the relation (3), by the product between the total error $(\underline{Z}_s+\underline{Z}_2)/\underline{Z}'_{0(A)}$ of the auxiliary transformer (of the first stage) functioning in load and the error $\underline{Z}_3/\underline{Z}'_{0(I)}$ determined by the impedance of the compensating winding of the indicator transformer T.I. (the functioning error in short circuit of the second stage). Its value is so much smaller as the compensating winding impedance $\underline{Z}_3$ and the total impedance $\underline{Z}_{2t}=\underline{Z}_2+\underline{Z}_s$ of the secondary circuit have more reduced values, while the magnetization branches impedances of the two transformers (of the two stages) have higher values.

At the same time, comparing the expression (3) of the complex error of the two stage current transformer compensated by this proceeding, to the one of the complex error of a two-stage, electronic, non-compensated current transformer [8] :

$$\underline{\varepsilon} = -\frac{\underline{Z}_2\underline{Z}_s}{\underline{Z}'_{0(A)}\underline{Z}'_{0(I)}} - \frac{(\underline{Z}_2+\underline{Z}_s)\underline{Z}_3}{\underline{Z}'_{0(A)}\underline{Z}'_{0(I)}} - \frac{\underline{Z}_s}{\underline{Z}'_{0(I)}}, \tag{4}$$

we notice that our introducing the correcting electronic device led us to the cancelling of the terms which contained the error $\underline{Z}_s/\underline{Z}'_{0(I)}$ due to the functioning in load of the compensating winding.

4. The Experimental Results

Experimentally, we have determined the errors of an electronic compensated two-stage current transformer, by the proceeding represented in Fig. 2, with a current converter fed from its own inner source ; this transformer (Fig. 3) has the advantage that it does not require an external feeding of the compensating electronic device, behaving as a passive element, as it has on the outside — for connecting in the circuit — only the terminals of the primary and secondary windings.

The toroidal core of the current transformer, made of mumetal strip, has the external diameter $D_e=10$ cm, the internal diameter $D_i=7$ cm, the height of the first stage $h_1=3$ cm, the height of the second stage $h_2=1.5$ cm.

The primary, secondary and compensating windings contain 90 wound turns each in a single layer. The primary winding has been made up of six sections, with 15 turns each, the serial, parallel or mixed connecting enabling us to obtain different transforming ratios : 5/5A ; 10/5A ; 15/5A ; 30/5A, etc.

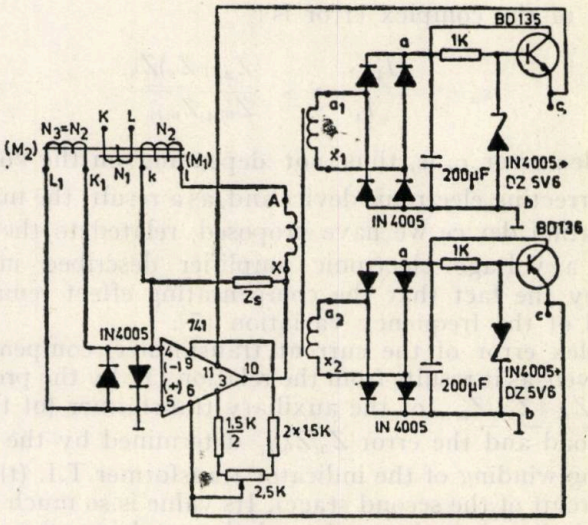


Fig. 3

The entire correcting electronic schema, made of the current converter and its own feeding source was achieved on a printed circuit board having the size 5×10 cm.

The errors of this transformer, determined at a power frequency, for secondary current contained between (0.2...1.2) I_{2n} and the load impedance varying in the range (0.2...1)Ω, keep values under 10 ppm, in all the transforming ratios. We have noticed an insignificant increase, of small value, of the errors at the same time with the increase of the load impedance and with the increase of the transforming ratio, respectively.

5. Conclusions

1. We have studied, theoretically and experimentally, the possibility of the automatic compensation of current transformer errors, with an operational amplifier of low power, as a current converter.

2. The complex error of the current transformer, compensated through this method, expressed by the product between the total complex error $(\underline{Z}_2 + \underline{Z}_s)/\underline{Z}'_{0A}$ of the auxiliary transformer (of the first stage) and the error $\underline{Z}_3/\underline{Z}'_{01}$ determined by the impedance of the compesanting winding is, in fact, not dependent on the amplification A of the operational amplifier, assuring the correct functioning of the current transformer on a large band of the frequency variation.

3. In the case of the two-stage current transformer compensation, the correcting electronic device, together with its own feeding source, built with low power electronic components, of a small size, at a rather cheaps cost price, can be attached from the outside to any current transformer, without requiring changes in its building, determining the functioning with minimal errors of the transformer compensated in a large field of the load variation and of the variation of the current which is to be measured.

4. Experimentally, on the power frequency, for a two-stage current transformer, compensated by the method we have proposed, errors under 10 ppm have been obtained.

Received, January 31, 1986

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Eelectrotechnics,
Electrical Measurements and
Machines

REFERENCES

1. Boyajian A., Patent, U.S.A., *2 428 613*, 1947.
2. Friedl R., *Stromwandler mit elektronischer Fehlerkompensation*. Messtechnik, **76**, 241—250 (1968).
3. Peterson O., *A Self Balancing Current Comparator*. IEEE Trans., **IM— 15**, *1—2*, 62—71 (1966).
4. Creţu E., Creţu A., *Dispozitiv pentru compensarea automată a erorilor transformatoarelor de curent*. Patent R.S.R., *82 129*, 1982.
5. Beard G., *Single-Stage Amplifier-Aided Current Transformers Possesing Small Ratio Errors at 60 Hz*. IEEE Trans., **IM-28**, *2*, 141—146 (1979).
6. Teruhiko Ito, Hanuo Takahashi, Patent, France, *8 005 744*, 1980.
7. Souders T.M., *Wide-Band Two Stage Current Transformers of High Accuracy*. IEEE Trans., **IM-21**, *4*, 340—345 (1972).
8. Creţu E., Creţu A., Lucanu M., *Transformator de curent în două trepte compensat electronic*. Symp. of Electronic Technology and Fiability, Jassy, **I**, 385—392, Dec. 1—3, 1983.

ASUPRA UTILIZĂRII CONVERTOARELOR DE CURENT, DE MICĂ PUTERE, PENTRU COMPENSAREA AUTOMATĂ A ERORILOR TRANSFORMATOARELOR DE CURENT

(Rezumat)

Se studiază posibilitatea compensării electronice a erorilor transformatorului de curent cu convertoare de mică putere, dimensionate funcție de puterea corespunzătoare curentului de eroare. Schema propusă este realizată în două variante putînd fi aplicată, fără modificări constructive, transformatoarelor de curent în două trepte și — prin adăugarea unei înfășurări de compensare — transformatoarelor de curent cu un singur miez, situație în care dispozitivul electronic de corecție este asociat cu un transformator auxiliar.

Experimental, la frecvența industrială, pentru un transformator de curent în două trepte, compensat prin procedeul propus, s-au obținut erori sub 10 ppm.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.3.011.3

THE LEAKAGE INDUCTANCE OF ELECTROMAGNET SHADING COIL (OUT-SLOT PARTS)

BY

G.A CIVIDJIAN

1. Introduction

The leakage inductance of intra-slot parts was determined in [1]. In [2], [3] are given the values of the specific reactance of out-slot parts for $m/\alpha = 0$.

Let us consider a rectangular conductor with uniform distributed current I, near a uniform saturated ferromagnetic wall with a small air-gap δ_2, where the field H_2 is uniform (Fig. 1).

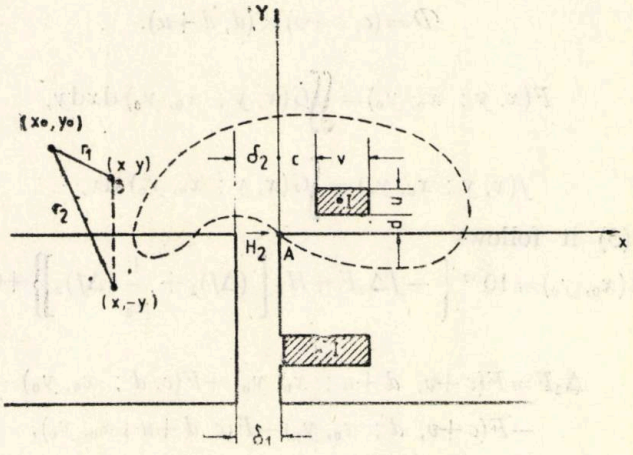


Fig. 1

The magnetic field in the air-gap will be:

$$H_2 = \frac{I}{\delta_2'(1 + m/\alpha)}, \tag{1}$$

where $\alpha = S_1/S_2$ and $m = \delta_1''/\delta_2''$ — the ratio of equivalent air-gaps [1], [3].

2. The Vector Potential of the Magnetic Field

The Green's function for the upper half plane and the second boundary value-problem will be:

$$G(x, y; x_0, y_0) = \ln (r_1^2 r_2^2). \tag{2}$$

According to Green:s formula a solution for the vector potential of the magnetic field equation

$$\Delta A = -\mu_0 J, \; J = \frac{I}{uv}, \; y \geq 0, \tag{3}$$

with limit conditions

$$\frac{\partial A}{\partial y} = \begin{cases} 0, & x < -\delta_2, \; y = 0; \\ \mu_0 H_2, & -\delta_2 < x < 0, \; y = 0; \\ \mu_0 \dfrac{H_2}{\mu_2}, & 0 < x < c + v, \; y = 0; \\ 0, & x > c + v, \; y = 0, \end{cases} \tag{4}$$

may be written as [4]:

$$A = \frac{-1}{4\pi}\left(\iint_{\mathcal{D}} \mu_0 J G \, dS + \oint G \frac{\partial A}{\partial n} dl\right), \tag{5}$$

where **n** is the normal and

$$\mathcal{D} = (c, c + v) \times (d, d + u). \tag{6}$$

If

$$F(x, y; x_0, y_0) = \iint G(x, y; x_0, y_0) \, dx dy, \tag{7}$$

$$f(x, y; x_0, y_0) = \int G(x, y; x_0, y_0) \, dx, \tag{8}$$

then from (5) it follows

$$A(x_0, y_0) = 10^{-7}\left\{-J\Delta_2 F + H_2\left[(\Delta f)_1 + \frac{1}{\mu_2}(\Delta f)_2\right]\right\} + C, \tag{9}$$

where

$$\Delta_2 F = F(c + v, d + u; x_0, y_0) + F(c, d; x_0, y_0) - \tag{10}$$
$$- F(c + v, d; x_0, y_0) - F(c, d + u; x_0, y_0),$$

$$(\Delta f)_1 = f(0, 0; x_0, y_0) - f(-\delta_2, 0; x_0, y_0), \tag{11}$$

$$(\Delta f)_2 = f(c + v, 0; x_0, y_0) - f(0, 0; x_0, y_0). \tag{11'}$$

3. The Leakage Inductance

The energy of magnetic field in the domain limited by the flux-line which passes through the point $A(x'_0, 0)$, will be given by [4]:

(12) $$W=\frac{1}{2}\left[\int\mathbf{A}\,\mathbf{J}\,dv+\oint(\mathbf{A}_t\times\mathbf{H}_t)d\mathbf{S}\right].$$

If the flux-line embraces the whole conductor cross section, (if $m/\alpha\leqslant\leqslant\exp(2+3v/u)$, for example):

(12′) $$W=\frac{I}{2}\left[\frac{1}{uv}\iint_{\mathcal{D}}A(x_0,y_0)\,dx_0dy_0-A(x_0',0)\right].$$

The leakage inductance will be:

(13) $$L=\frac{2W}{I^2}=10^{-7}\left(A'+B+\frac{D}{1+m/\alpha}\right),$$

where

(14) $$A'=-\frac{1}{u^2v^2}\iint_{\mathcal{D}}\Delta_2F(x_0,y_0)\,dx_0\,dy_0,$$ (15) $$B=\frac{1}{uv}\Delta_2F(x_0',0),$$

(16) $$D=\frac{1}{\delta_2'}\left\{\frac{1}{uv}\iint_{\mathcal{D}}\left[(\Delta f)_1+\frac{1}{\mu_2}(\Delta f)_2\right]dx_0\,dy_0-\left[(\Delta f)_1(x_0',0)+\frac{1}{\mu_2}(\Delta f)_2(x_0',0)\right]\right\}.$$

We can calculate the values of L by means of the following functions:

(17) $$f_1(x)=-\frac{x^4}{12}\ln|x|=f_2(x,0)=f_2(0,x),$$

(18) $$f_2(x,y)=\frac{4x^2y^2-(x^2-y^2)^2}{24}\ln(x^2+y^2)+\frac{xy}{3}\left(y^2\operatorname{arctg}\frac{x}{y}+x^2\operatorname{arctg}\frac{y}{x}\right),$$

(19) $$f_3(x,y)=xy\ln(x^2+y^2)+x^2\operatorname{arctg}\frac{y}{x}+y^2\operatorname{arctg}\frac{x}{y},$$

(20) $$f_4(y,z)=z\left(\frac{z^2}{3}-y^2\right)\ln(y^2+z^2)-y\left(\frac{2}{3}y^2\operatorname{arctg}\frac{z}{y}+2z^2\operatorname{arctg}\frac{y}{z}-\frac{11}{3}yz\right),$$

(21) $$f_5(x)=f_4(x-c-v,d+u)+f_4(x-c,d)-f_4(x-c,d+u)-f_4(x-c-v,d),$$

(22) $$f_6(x)=4x(\ln|x|-1),$$ (23) $$g(x,y)=x\ln(x^2+y^2)+2y\operatorname{arctg}\frac{x}{y}.$$

The primitives f and F satisfy the following relations:

(24) $$f(x,y\,;x_0,y_0)=g(x-x_0,y-y_0)+g(x-x_0,y+y_0)-4(x-x_0),$$

(25) $$f(x,0\,;\,x_0,y_0)=f_6(x-x_0),$$

(26) $$\iint F(x,0\,;x_0,y_0)dx_0dy_0=f_4(x-x_0,y_0),$$

(27) $$F(x,y\,;x_0,y_0)=f_3(x-x_0,\;y-y_0)+f_3(x-x_0,y+y_0)-6xy,$$

(28) $$\iint F(x,y\,;x_0,y_0)dx_0dy_0=f_2(x-x_0,y-y_0)-f_2(x-x_0,y+y_0)-\frac{25}{3}xyx_0y_0.$$

The leakage inductance can be given by

$$L=L_1+\frac{L_2+0.4\ln(u/\delta_2')}{1+m/\alpha},\ [\mu H/m], \tag{29}$$

where

$$L_1=0.1(A'+B), \tag{30}$$

$$L_2=0.1\,[D+4\ln(\delta_2'/u)] \tag{31}$$

and

$$A'=\frac{25}{3}+\frac{2}{u^2v^2}[2f_1(u)+2f_1(v)+f_1(2u+2d)+f_1(2d)-2f_1(u+2d)- \tag{32}$$
$$-2f_2(v,u)+2f_2(v,u+2d)-f_2(v,2d)-f_2(v,2u+2d)],$$

$$B=\frac{2}{uv}[f_3(c+v-x_0',d+u)+f_3(c-x_0',d)-f_3(c+v-x_0',d)- \tag{33}$$
$$-f_3(c-x_0',d+u)]-6,$$

$$D=\frac{1}{\delta_2'}\left\{\frac{1}{uv}\left[\left(1-\frac{1}{\mu_2}\right)f_5(0)-f_5(-\delta_2)+\frac{1}{\mu_2}f_5(c+v)\right]+\right. \tag{34}$$
$$\left.+\left(1-\frac{1}{\mu_2}\right)f_6(x_0')-f_6(\delta_2+x_0')-\frac{1}{\mu_2}f_6(c+v-x_0')\right\}.$$

The values of L_1 and L_2 for $x_0=0$: $d=0$ and $\delta_2<0.1u$ are given in Figs. 2 and 3 and for $c=d=0$ in Fig. 4.

If we takes ints consideration all energy of the magnetic field from the upper half plane ($y>0$), for $m/\alpha=0$, the specific reactance of the conductor can be calculated by the formula

$$x=x_f+1.26\times10^{-4}\ln\frac{u}{1.8\,\delta_2}, [\Omega/m], \tag{35}$$

where x_f is given in [3] Fig. 7 and [2] Fig. 16.

Received, July 14, 1986

University of Craiova
Faculty of Electrotechnics

REFERENCES

1. Cividjian G.A., *The Leakage Inductance of Electromagnet Shading Coil (Intra-soit Parts)* AfE, **64**, 135–136 (1981).
2. Cividjian G.A., *Contribuții la optimizarea parametrilor spirelor ecran de la electromagneții aparatelor de comandă*. Craiova, 1970.
3. Cividjian G.A., *Calculation of Shading Coil of a.c. Electromagnets* (in Russian). Электротехника. **9**, 54–57 (1975).
4. Buchholz H., *Elektrische und magnetische Potentialfelder*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New-York, 1957.

INDUCTANȚA DE DISPERSIE A SPIREI ÎN SCURTCIRCUIT (PARTEA FRONTALĂ)

(Rezumat)

Considerînd cîmpul în întrefier uniform și densitatea de curent în conductorul dreptunghiular constantă, se rezolvă problema de cîmp pentru un semiplan prin metoda funcției G r e e n. Se prezintă curbe pentru valorile inductanței de dispersie.

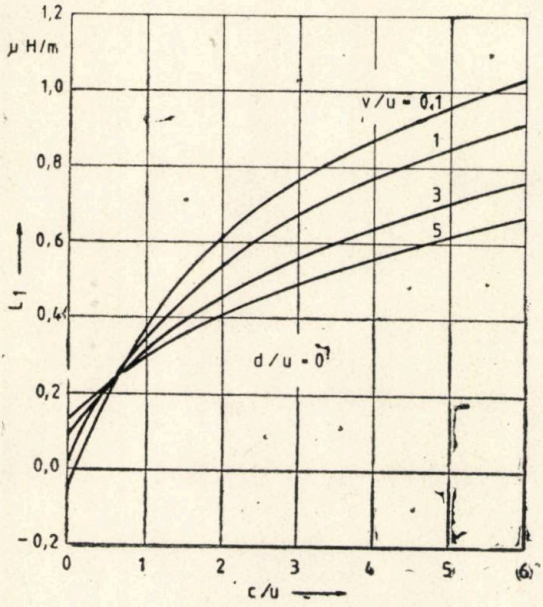


Fig. 2

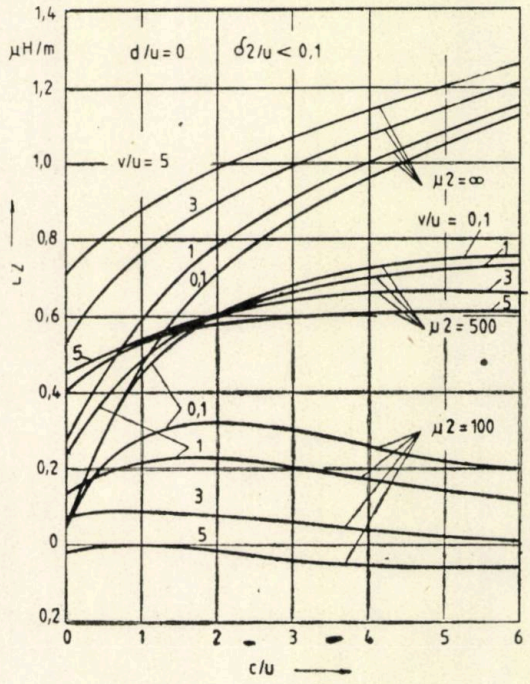


Fig. 3

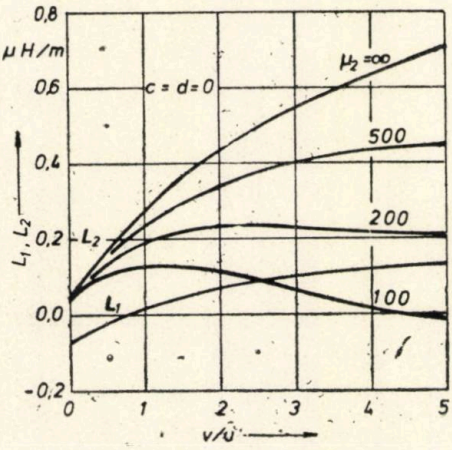
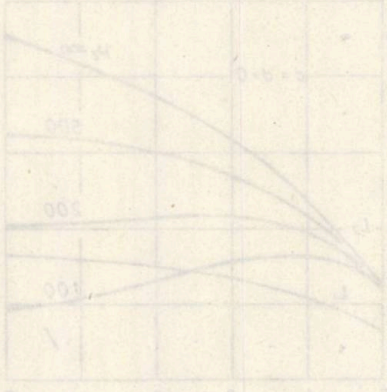


Fig. 4



BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.391.51

CONTEXTUAL CAPACITY OF THE TRANSMISSION CHANNELS

BY

VALERIU MUNTEANU and M. LUCANU

1. Introduction

From the S h a n n o n point of view the information attached to an event constituted from a finite field of events, does not depend on the number of the events which make the field. With the view of rendering evident the contextual aspect too, in [1] the concept of the *contextual information* is defined which will depend on both its realization probability and the number of the messages which make its discrete and complete source, i.e. on the context under which the corresponding message is delivered. With this aim in view, if one considers the discrete and complete source without memory and having the distribution :

$$S:\begin{pmatrix} s_1 s_2 \dots s_n \\ p_1 p_2 \dots p_n \end{pmatrix}, \quad \sum_{k=1}^{n} p_k = 1, \tag{1}$$

the information attached to the message s_k will depend on the probability with which this is delivered by the source [2], i.e.

$$i(s_k) = f(p_k), \tag{2}$$

where f is a function to be determined taking also into account the number of the messages that make the source.

Since the information defined by the relation (2) represents an aleatory discrete variable, that can take certain values with the probabilities p_k, $(k=\overline{1, n})$, its average value, corresponding to the source entropy, can be determined with the relation :

$$\bar{i}(\bar{s_k}) = H(S) = \sum_{k=1}^{n} p_k f(p_k). \tag{3}$$

In order to determine the function f, the following conditions are imposed :

(4) $H(S)|_{p_j=1}=0$ and (5) $H(S)|_{p_j=1/n}=\log_2 n$, $(j=\overline{1, n})$.

The condition (4) is justified by the fact that, if a message is delivered with the probability equal to the unity, the information source being considered complete, it has presents no uncertainty.

The condition (5) is due to R.V. H a r t l e y, who deduced in [3] that the average information for one event of n equiprobably events, is $\log_2 n$.

From (3) and (4) it follows that :

$$f(1)=0, \tag{6}$$

and from the relations (3) and (5) it results :

$$f\left(\frac{1}{n}\right)=\log_2 n. \tag{7}$$

Since the simplest function completely determined from only two conditions is the linear function we suggest for $f(p_k)$ such an expression, i.e.

$$f(p_k)=ap_k+b, \tag{8}$$

where the constants a and b are determined from the conditions (6) and (7), whence :

$$a=-b=-\frac{n}{n-1}\log_2 n. \tag{9}$$

According to the relations (2), (8) and (9), this implies that the contextual information is determined by the relation :

$$i(s_k)=\frac{n\log_2 n}{n-1}(1-p_k) \tag{10}$$

and the contextual entropy is :

$$H(S)=\frac{n\log_2 n}{n-1}\left(1-\sum_{k=1}^{n}p_k^2\right). \tag{11}$$

For the simplification, in the followings, we shall no longer indicate the base of logarithmus, meaning that the base is 2 every where.

Since a new expression has resulted for the information attached to an event, as compared to the classical one [2], [4], [5], the relations of computation for the capacities of the discrete transmission channels will be also modified.

2. The Determination of the Contextual Transinformations

Let X and Y be the fields from the input and respectively the output of a discrete transmission channel, given by the relations :

$$X:\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \dots & x_r \\ p(x_1) & p(x_2) & \dots & p(x_r) \end{pmatrix}, \quad \sum_{k=1}^{r}p(x_k)=1 \tag{12}$$

and

$$Y:\begin{pmatrix} y_1 & y_2 & \dots & y_m \\ p(y_1) & p(y_2) & \dots & p(y_m) \end{pmatrix}, \quad \sum_{j=0}^{m}p(y_j)=1. \tag{13}$$

Before its reception, the symbol y_j has an initial uncertainty, respectively a contextual potential information, wich may be computed with the relation (10), i.e.

$$i(y_j)=\frac{m\log m}{m-1}[1-p(y_j)]. \tag{14}$$

If $p(y_j/x_k)$ is the probability conditioned by the reception of the symbol y_j when the symbol x_k was transmitted, after transmitting the symbol x_k, a certain uncertainty will still remain on the symbol y_j, equal to the contextual information :

$$i\left(\frac{y_j}{x_k}\right)=\frac{mr\log(mr)}{mr-1}\left[1-p\left(\frac{y_j}{x_k}\right)\right]. \tag{15}$$

The uncertainty on the symbol y_j, cancelled by the transmission of the symbol x_k, respectivelly the contextual information sent on the channel, can be deduced by using the relation :

$$i(y_j, x_k)=i(y_j)-i\left(\frac{y_j}{x_k}\right), \tag{16}$$

or, taking into account the relations (14) and (15), it follows that :

$$i(y_j, x_k)=\frac{m\log m}{m-1}[1-p(y_j)]-\frac{mr\log(mr)}{mr-1}\left[1-p\left(\frac{y_j}{x_k}\right)\right]. \tag{17}$$

Since $i(y_j, x_k)$ determines a discrete aleatory variable that can take values with the probabilities $p(x_k \wedge y_j)$, $(k=\overline{1, r}\,;\ j=\overline{1, m})$, the average value of the contextual information transmitted through the channel i.e., the contextual transinformation may be calculated with the relation :

$$\overline{i(y_j, x_k)}=I(Y, X)=\sum_{k=1}^{r}\sum_{j=1}^{m}p(x_k \wedge y_j)i(y_j, x_k), \tag{18}$$

or taking into account (17), it folows that :

$$I(Y, X)=\frac{m\log m}{m-1}[1-p^2(y_j)]-\frac{mr\log(mr)}{mr-1}\left[1-\right.$$
$$\left.-\sum_{k=1}^{r}\sum_{j=1}^{m}p(x_k \wedge y_j)p\left(\frac{y_j}{x_k}\right)\right]. \tag{19}$$

In the relation (19), the first term of the right side is exactly the contextual entropy of the output field $H(Y)$, and the second term the contextual entropy $H(Y/X)$ of the output field conditioned by the input field [1]. Hence, the contextual transinformation can be computed using the relation :

$$I(Y, X)=H(Y)-H\left(\frac{Y}{X}\right), \tag{20}$$

where

$$H(Y)=\frac{m\log m}{m-1}\left[1-\sum_{j=1}^{m}p^2(y_j)\right] \tag{21}$$

and

$$H\left(\frac{Y}{X}\right)=\frac{mr\log(mr)}{mr-1}\left[1-\sum_{k=1}^{r}\sum_{i=1}^{m}p(x_k\wedge y_j)p\left(\frac{y_j}{x_k}\right)\right]. \tag{22}$$

3. The Determination of the Contextual Capacity of the Symmetrical Discrete Channels

Let's consider a symmetrical channel of the order n, characterized by a channel matrix of the form :

$$\left[P\left(\frac{Y}{X}\right)\right]=\begin{vmatrix} 1-p & \frac{p}{n-1} & \dots & \frac{p}{n-1} \\ \frac{p}{n-1} & 1-p & \dots & \frac{p}{n-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{p}{n-1} & \frac{p}{n-1} & \dots & 1-p \end{vmatrix}_{n\times n}, \tag{23}$$

where p is a real number $(0\leqslant p\leqslant 1)$ characterizing the channel.

The contextual capacity is defined by the relation :

$$C=\max[I(Y,X)], \tag{24}$$

the maximalization being performed with respect to the set of the probabilities of the x_k symbol, $(k=\overline{1,n})$, at the input of the channel. Since in this case $m=r=n$, the relation (22) becomes :

$$H\left(\frac{Y}{X}\right)=\frac{2n^2p\log n}{(n^2-1)(n-1)}(2n-2-np)=\text{const.} \tag{25}$$

Taking into account the relations (20), (24) and (25), it follows :

$$C=\max[H(Y)]-\frac{2n^2p\log n}{(n^2-1)(n-1)}(2n-2-np). \tag{26}$$

The maximum value of the entropy $H(Y)$ will be obtained for $p(y_j)=1/n$, [1], which gives :

$$\max[H(Y)]=\log n. \tag{27}$$

The received symbols y_j, $(j=\overline{1,n})$, will be equiprobable if the symbols x_k, $(k=\overline{1,n})$, are equiprobable. Indeed :

$$p(y_j)=\sum_{k=1}^{n}p(x_k\wedge y_j)=\sum_{k=1}^{n}p(x_k)p\left(\frac{y_j}{x_k}\right)=\frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}p\left(\frac{y_j}{x_k}\right)= \tag{28}$$

$$=\frac{1}{n}\left[1-p+(n-1)\frac{p}{n-1}\right]=\frac{1}{n},\ \text{q.e.d.}$$

Hence, it follows that, in the case of the symmetrical channels of the order n, their contextual capacity can be calculated by means of the relation :

$$C=\log n-\frac{2n^2p\log n}{(n^2-1)(n-1)}\,(2n-2-np), \tag{29}$$

that occurs for $p(x_k)=1/n$, $(k=\overline{1,n})$.

In the particular case of the binary symmetrical channels, $n=2$, leading to :

$$C=1-\frac{16p}{3}(1-p). \tag{30}$$

From (30) it follows that, for $1/4\leqslant p\leqslant 3/4$, $C\leqslant 0$ meaning that, in order to transmit a certain amount of useful information, a channel will be necessary, be it $0\leqslant p<1/4$ or with $3/4<p\leqslant 1$.

4. The Contextual Capacity of the Binary Channel with Cancellations

This type of channel is uniform as reported to the input, having a binary input alphabet and a ternary output one. The channel matrix is of the form :

$$P\left(\frac{Y}{X}\right)=\begin{bmatrix}1-q & 0 & q\\ q & 1-q & q\end{bmatrix},\ 0\leqslant q\leqslant 1 \tag{31}$$

In the particular case of this type of channels the relation (22) becomes :

$$H\left(\frac{Y}{X}\right)=\frac{12q\log 6}{5}(1-q)=\text{const.} \tag{32}$$

The maximum value of the entropy $H(Y)$ occurs for $p(y_1)=p(y_2)=(1-q)/2$, which corresponds to $p(x_1)=p(x_2)$, resulting in :

$$\max[H(Y)]=\frac{3\log 3}{4}\,(1+2q-3q^2). \tag{33}$$

Hence it follows that, in the case of the binary channels with cancellations, their contextual capacity will be obtained for $p(x_1)=p(x_2)$, having the expression :

$$C=\frac{3\log 3}{20}\,(5-6q+q^2)-\frac{12q(1-q)}{5}. \tag{34}$$

It follows from (34) that $C \leqslant 0$ for $5 \log 3/(\log 3+16) \leqslant q \leqslant 1$ which means that, in order to transmit a certain amount of useful information, it is necessary that $q < 5 \log 3/(\log 3+16)$.

5. Conclusions

On the basis of a new notion of conceptual information, one could determine the conceptual capacities of the discrete symmetrical and binary channels with cancelations. Unlike the classical relations, in the studied case also results the possibility of a negative capacity which, from a physical point of view means very strong perturbations, which implies a higher undetermination of the received field than that of the input field.

Received, October 4, 1986

Polytechnic Institute, Jassy, Department of Electronics and Computers

REFERENCES

1. Munteanu V., Lucanu M., *Informații și entropii contextuale*. Scientific Session Papers, Fac. of Electrot., Jassy, May 16–17, 1986, **IX**, 83–90.
2. Munteanu V., *Teoria transmisiunii informației*. Polyt. Inst., Jassy, 1979.
3. Hartley R.V.L., *Transmission of Information*. Bell Syst. Tech. J., **7**, 535 (1928).
4. Gallager G.R., *Information Theory and Reliable Communication*. New York, John Wiley a. Sons Inc., 1968.
5. Spătaru Al., *Teoria transmisiunii informației*. EDP, București, 1983.

CAPACITATEA CONTEXTUALĂ A CANALELOR DE TRANSMISIUNI

(Rezumat)

Se determină capacitatea contextuală a canalelor simetrice de ordin n precum și a canalelor binare cu anulări, pe baza conceptului nou de *informație* și *entropie contextuală*. Spre deosebire de rezultatele clasice, în cazul studiat se ține cont și de dimensiunea spațiilor de la intrarea și ieșirea canalelor.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.314.26

STATISCHE FREQUENZUMRICHTER MIT PAM-TRANSISTORWECHSELRICHTER

VON

D. ALEXA, LUCIUS DUMITRESCU und GABRIEL MARIŞ

1. Einleitung

Der industrielle Einsatz von pulswechselrichtergespeisten Kurzschlußläuferasynchronmaschine in drehzahlvariablen Antrieben nimmt aufgrund der damit verbundenen Vorteile ständig zu. Neben der Entwicklung leistungsfähiger Halbleiterschaltventile und geeigneter Regelverfahren für die Asynchronmaschine spielt der Einsatz von geeigneten Pulsbreiten- oder Pulsamplitudenmodulationsverfahren eine wichtige Rolle als Schnittstelle zwischen Regelung und Prozeß.

Für größere Leistungen werden im Wechselrichter zur Frequenz und Spannungstaktung fast ausschließlich Thyristoren eingesetzt [1] ... [3]. Ein Thyristor, der an einer Gleichspannung liegt, kann seinen Strom nicht selbsttätig unterbrechen, sondern muß über einen Kommutierungskreis gelöscht werden. Der Umrichter wird dadurch aufwendig. Der Aufwand steigt mit der Höhe der Taktfrequenz [4].

Diesen Nachteil kompensieren Umrichter mit Transistoren im Wechselrichterteil. Der Fortschritt der Bauelementetechnik erlaubt es heute, Umrichter bis etwa 70 kVA bei 380 V Netzversorgung mit Transistoren aufzubauen [4], [5].

Im folgenden wird eine Steuerungsmethode für Transistoren im Bauteil eines Wechselrichters beschrieben, die einfacher ist als die, die auf dem Prinzip des Pulsbreitenmodulation (PWM) beruht [6]. Bei großen Ausgangsleistungen können an Stelle von GTO-Thyristoren verwendet werden.

2. Funktionierungsprinzip

Der statische Frequenzumrichter setzt sich entsprechend (Abb. 1) aus einem Gleichrichter, einem Gleichspannungs-Zwischenkreis und einem Pulswechselrichter zusammen. Zum Wechselrichter gehören sechs Leistungstransistoren ($T_1, ..., T_6$) und sechs Freilaufdioden mit schnellem Ausschaltverhalten.

Durch den Wechselrichter kann der Grundschwingungsamplitude der Ausgangsspannung $U_{1\lambda}$ bei der Ausgangsfrequenz f_1 kleiner als die maximale Frequenz f_{1max} (f_{1max} kann zwischen 50 und 100 Hz liegen) sein. Bei Frequenzen über f_{1max} hält der Wechselrichter den Wert dieser Spannung konstant.

Die Änderung der Ausgangsspannung und der Ausgangsfrequenz für $f_1 < f_{1max}$ erreicht man durch Modifikation der Frequenz der Pulse f_p des Wechselrichters, wobei zwischen den beiden Frequenzen f_1 und f_p ein glei-

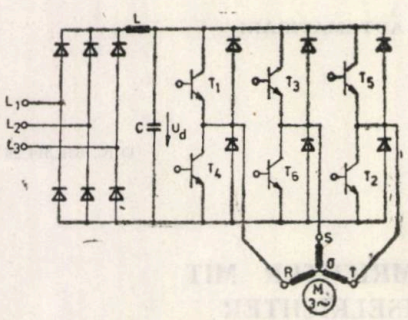


Abb. 1

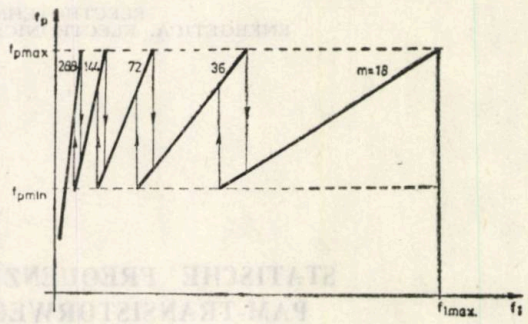


Abb. 2

ches Verhältnis von m existiert. Dieses Verhältnis wird für bestimmte Einstellgrenzen der Frequenz f_1 konstant gehalten und kann die Werte:

$$m = 288,\ 144,\ 72,\ 36 \text{ und } 18$$

annehmen, während die Ausgangsfrequenz f_1 zwischen null und f_{1max} variiert (Abb. 2).

Die Kurvenformen der Stern-Ausgangsspannungen u_{R0}, u_{S0}, u_{T0} und der Grundschwingungen der Strangströme i_{R1}, i_{S1}, i_{T1} sind für $m=18$ in den Abb. 3 *a*, *b* und *c* dargestellt. Das Steuerungsprogramm der Transistoren — in diesem Fall für eine ganze Periode der Ausgangsspannung — ist in Abb. 3 *d* wiedergegeben.

Im weiteren wird das Funktionierungsprinzip des Wechselrichters in den Zeitintervallen t_2 bis t_4 beschrieben (Abb. 3).

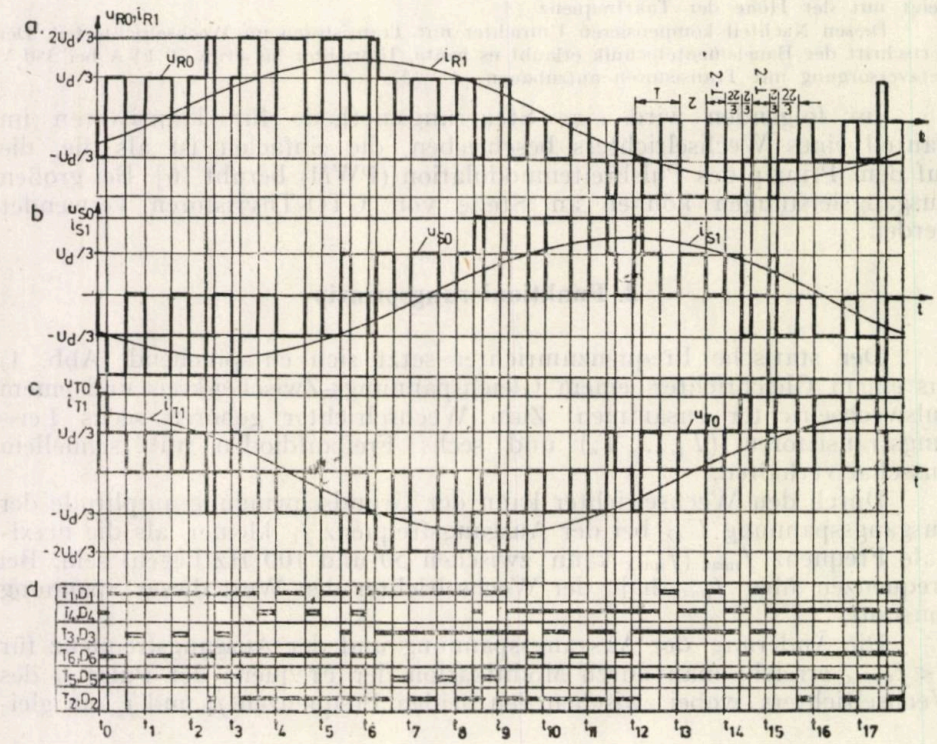


Abb. 3

Zwischen den Zeitpunkten t_2 und $t_2+2\tau/3$ sind die Transistoren T_1, T_5 und T_6 gesteuert und die Ausgangsspannungen u_{R0}, u_{S0} und u_{T0} sind: $+U_d/3$, $-2U_d/3$ und $+U_d/3$. Zum Zeitpunkt $t_2+2\tau/3$ wird T_5 ausgeschaltet und T_2 eingeschaltet, wobei die oben genannten Spannungen die Werte $+2U_d/3$, $-U_d/3$ und $-U_d/3$ annehmen. Weiter wird im Zeitpunkt $t_2+\tau$, T_6 ausgeschaltet und der Strom i_s schaltet sich auf die Diode D_3 um. Zwischen den Zeitpunkten $t_2+\tau$ und t_3 werden nur die Transistoren T_1 und T_5 gesteuert und die Spannungen u_{R0}, u_{S0} und u_{T0} werden Null.

Zwischen den Zeitpunkten t_3 und $t_3+\tau/3$ werden die Transistoren T_1, T_5 und T_6 wieder zusammen eingeschaltet und somit nehmen die obigen Spannungen die Werte: $+U_d/3$, $-2U_d/3$ und $+U_d/3$ an. Im weiteren werden zwischen den Zeitpunkten $t_3+\tau/3$ und $t_3+\tau$ die Transistoren T_1, T_6 und T_2 eingeschaltet. Während der Pausendauer zwischen $t_3+\tau$ und t_4 bleiben nur die Transistoren T_6 und T_2 eingeschaltet, der Strom i_R wird auf Diode D_4 umgeschaltet und die Spannungen u_{R0}, u_{S0} und u_{T0} werden Null.

Weiterhin funktioniert der Wechselrichter nach dem Diagramm der Abb. 3 *d*. In diesem Diagramm sind die Zeitintervalle, in denen die Transistoren T_1,..., T_6 gesteuert werden, durch dicke Linien gekennzeichnet und jene, in denen die Dioden D_1,..., D_6 eingeschaltet sind, durch zwei dünne parallele Linien.

Im Falle einer rein resistiven Last werden die Lastströme i_R, i_S und i_T in denen Pausenintervallen $T-\tau$ annuliert.

Bei Frequenzen größer als $f_{1\max}$ hält der Umrichter den Wert der Ausgangsspannung konstant. In diesem Falle sind die Steuerungsintervalle der Transistoren gleich einer Halbperiode dieser Spannung (demzufolge werden die Pausenintervalle $T-\tau$ in Abb. 3 annuliert).

3. Oberschwingungsanalyse der Ausgangsspannung

Die Entwicklung der Stern-Ausgangsspannung für m Pulse je Periode in eine Fourierreihe hat die Form:

$$u_{R0}(t)=\sum_{n=1}^{n=\infty}\sum_{p=1}^{p=m/12}\frac{4U_d}{3n\pi}\sin^2 n\frac{\pi}{2}\cos n\frac{\pi}{6}\left\{A_{n\lambda}\sin n\left[\omega_1 t-\frac{2(p-1)\pi}{m}\right]+\right.$$
$$\left.+B_{n\lambda}\cos n\left[\omega_1 t-\frac{2(p-1)\pi}{m}\right]\right\}; \tag{1}$$

hierbei sind:

$$A_{n\lambda}=4\sin n\frac{\pi}{3}\sin n\left(\frac{4}{9}+\frac{\lambda}{m}\right)\pi\cos n\left(\frac{1}{6}-\frac{\lambda}{m}\right)\frac{\pi}{3}-\cos n\frac{\pi}{6}-$$
$$-\left(1+2\cos n\frac{\pi}{9}\right)\left[2\cos n\left(\frac{1}{6}+\frac{2\lambda}{m}\right)\pi-\cos n\left(\frac{1}{6}-\frac{2\lambda}{m}\right)\pi\right]; \tag{2}$$

$$B_{n\lambda}=4\sin n\frac{\pi}{3}\cos n\left(\frac{4}{9}+\frac{\lambda}{m}\right)\pi\cos n\left(\frac{1}{6}-\frac{\lambda}{m}\right)\frac{\pi}{3}-\sin n\frac{\pi}{6}\left(3+4\cos n\frac{\pi}{9}+\right.$$
$$\left.+4\cos n\frac{2\pi}{9}\right)+\left(1+2\cos n\frac{\pi}{9}\right)\left[2\sin n\left(\frac{1}{6}+\frac{2\lambda}{m}\right)\pi+\sin n\left(\frac{1}{6}-\frac{2\lambda}{m}\right)\pi\right]; \tag{3}$$

$\omega_1=2\pi f_1$ — Ausgangskreisfrequenz, $\lambda=\tau/T=m\tau f_1$ — relative Einschaltdauer des Wechselrichters, n — Ordnung der Harmonischen.

Gleichung (1) zeigt, daß die Ausgangsspannung weder gerade höhere Harmonische noch Schwingungen dritter Ordnung oder deren Vielfache besitzt.

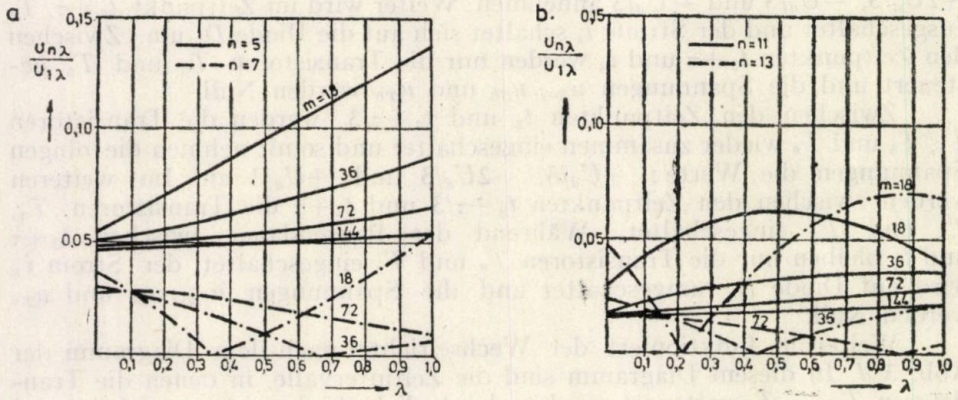


Abb. 4

In Abb. 4 *a* und *b* sind die Änderungen der Amplituden der Harmonischen der Ordnung 5, 7, 11 und 13 im Verhältnis zum Wert der Amplitude der Grundschwingung $U_{1\lambda}$ in Abhängigkeit von λ wiedergegeben. In diesen Abbildungen stellt man fest, daß bei verminderten Ausgangsfrequenzen f_1 die Amplitude der Harmonischen 5-ter Ordnung 4,6%, die von 7-ter Ordnung 3% und die der 11-ten und 13-ten Ordnung 2% des Wertes der Amplitude der Grundschwingung nicht überschreitet.

Eingegangen am 21. Oktober 1986

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Electronik und Rechner

LITERATURVERZEICHNIS

1. Schönung A., Stemmler H., *Geregelter Drehstrom-Umkehrantrieb mit gesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren.* BBC-Nachrichten, **46**, *12*, 699—721 (1964).
2. Milz K., *Beiträge für die elektrische Ausrüstung des Hochgeschwindigkeitszuges ICE.* Bull. SEV/VSE, *5*, 235—237 (1986).
3. Alexa D., *Vergleich zwischen Pulsbreiten und Pulsamplituden-Modulation zur Speisung von Drehstrom-Asynchronmotoren.* Bull. SEV/VSE, *5*, 238—242 (1986).
4. Amelunxen B., Knecht L., Kramer F., *Umrichtergespeiste Drehstromantriebe.* ETZ, **106**, *5*, 218—223 (1985).
5. De Bruyne P., *State of the Art and Development in High Power Devices.* First European Conf. on Power Electronics and Applications, Brussels, October 16—18, 1985.
6. Bowes S.R., Clements R.R., *Computer-aided Design of PWM Inverter Systems.* IEE Proc., **129**, Pt. B, *1*, 1—17 (1982).

CONVERTOR STATIC DE FRECVENŢĂ CU TRANZISTOARE, BAZAT PE PRINCIPIUL M.I.A.

(Rezumat)

Se descrie o metodă de comandă a tranzistoarelor din componenţa unui invertor trifazat, bazată pe principiul modulării în amplitudine după o lege sinusoidală a impulsurilor tensiunii de ieşire. La puteri de ieşire mai mari se pot folosi, în locul tranzistoarelor, tiristoare GTO.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.317.029.5/6

BETRACHTUNGEN ZUR SYNTHESE EINES PROGRAMMIERBAREN ZÄHLERS MIT DEM TEILER $N/N+1$

VON

IRINEL CASIAN

1. Einführung

In der Fachliteratur ist die Kombination eines Zählers mit dualem Teilungsfaktor $N/N+1$ und seiner Kontrollschaltkreise unter der Bezeichnung „Pulsfreßzähler" (Swallow Counter) bekannt (Abb. 1) [1].

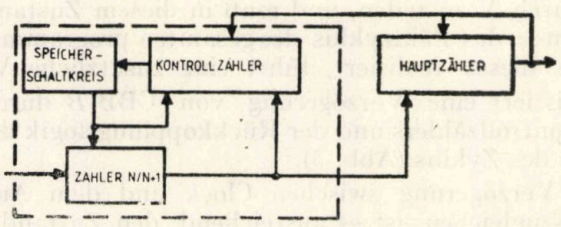


Abb. 1. — Swallow Counter.

In Tabelle 1 ist die Wahrheitstabelle dargestellt, auf deren Basis die Befehle an den Eingängen E_1 und E_2 des Zählers $N/N+1$ bestimmt werden, damit dieser durch N oder $N+1$ teilt.

Tableau 1

Wahrheitstabelle für den Zähler $N(N+1)$

E_1	E_2	Antwort
L	L	$N+1$
X	H	N
H	X	N

2. Verzögerungen

Eine Einschränkung für den Betrieb des programmierbaren Teilers, der einen Zähler mit dualem Teilunsfaktor benutzt, besteht in der Existenz eines unteren Grenzwertes für das Teilungsverhältnis, von dem ab das System nicht mehr funktioniert. Aber eine weit ernsthaftere Einschrän-

kung ist die Tatsache, daß eine Verzögerung auf dem Teilungsweg $N/N+1$ auftritt. Die Verzögerung darf nicht größer als (N/f_{in}) — (Setup Time + $+ t_p$ Clock-Ausgang) sein, wenn das Kommando auf der positiven Front des Impulses am Ausgang des dualen Zählers gegeben wird, oder $(5/f_{in})$ — (Setup Time + t_p Clock-Ausgang), wenn das Kommando auf der negativen Front erfolgt (Abb. 2).

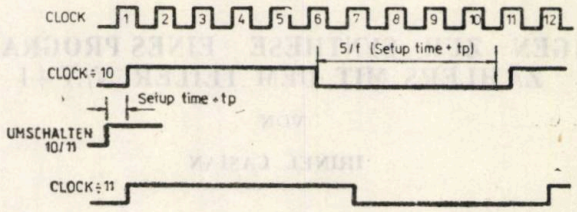


Abb. 2. — Umschaltzeiten und Verzögerungen für $N=10$.

Zurückkommend auf Abb. 1, sei folgendes hervorgehoben :

a) Es existiert eine Grenze für die Verzögerung. Der Kontrollzähler muß das Teilungsverhältnis des dualen Zählers zwischen N und $N+1$ festlegen. Nachdem der duale Zähler durch $N+1$ geteilt hat, wird er umgeschaltet, um durch N zu teilen, und muß in diesem Zustand blockiert werden bis zum Ende des Zählzyklus des gesamten programmierbaren Teilers. Die Logik, die dieses realisiert, führt eine zusätzliche Verzögerung ein.

b) Es existiert eine Verzögerung von CBB-B durch $\overline{PL}$ und dem Ausgang des Kontrollzählers und der Rückkopplungslogik der Teilung durch $N+1$ am Ende des Zyklus (Abb. 3).

Um die Verzögerung zwischen Clock und dem Ausgang des Kontrollzählers auszugleichen, ist es ausreichend, den Zustand des Zählers mit einem Lock vorzudekodieren.

Um aber die Verzögerung vom Ausgang CBB-B durch PL und dem Ausgang des Kontrollzählers auszugleichen, ist ein zusätzlicher Schaltkreis notwendig. Es ist nicht möglich, den Rückkopplungspuls zum Teiler durch N direkt vom Ausgang CBB-A (Abb. 3) zu nehmen und ihn am Eingang E des dualen Zählers zu verwenden, weil dieser Befehl vom Kontrollzähler kontrolliert werden muß. Im Falle, daß eine ganze Teilung durch N möglich ist, muß der Zähler $N/N+1$ darauf vorbereitet werden, durch $N+1$ zu teilen. Diese Entscheidung kann nur vom Kontrollzähler getroffen werden, mit dem Nachteil, daß die notwendige Logik dafür eine zusätzliche Verzögerung zur Folge hat. Zum besseren Verständnis analysieren wir den Teilungszyklus (Abb. 3). Wir nehmen an, der duale Zähler sei vom Typ 40/41 und der Teilungsfaktor des gesamten programmierbaren Zählers (Swallow Counter + Hauptzähler, s. Abb. 3), sei 3 754. Das bedeutet, daß der Ausgangspuls nach 3 754 Pulsen am Eingang auftreten muß. Der duale Zähler muß während des gesamten Zählzyklus 34 mal durch 41 und 59 mal durch 40 teilen :

$$34 \times 41 = 1\,394 \quad \text{(Kontrollzähler ist voll)}$$
$$59 \times 40 = 2\,360 \quad \text{(Hauptzähler ist voll)}$$
$$\overline{3\,754}$$

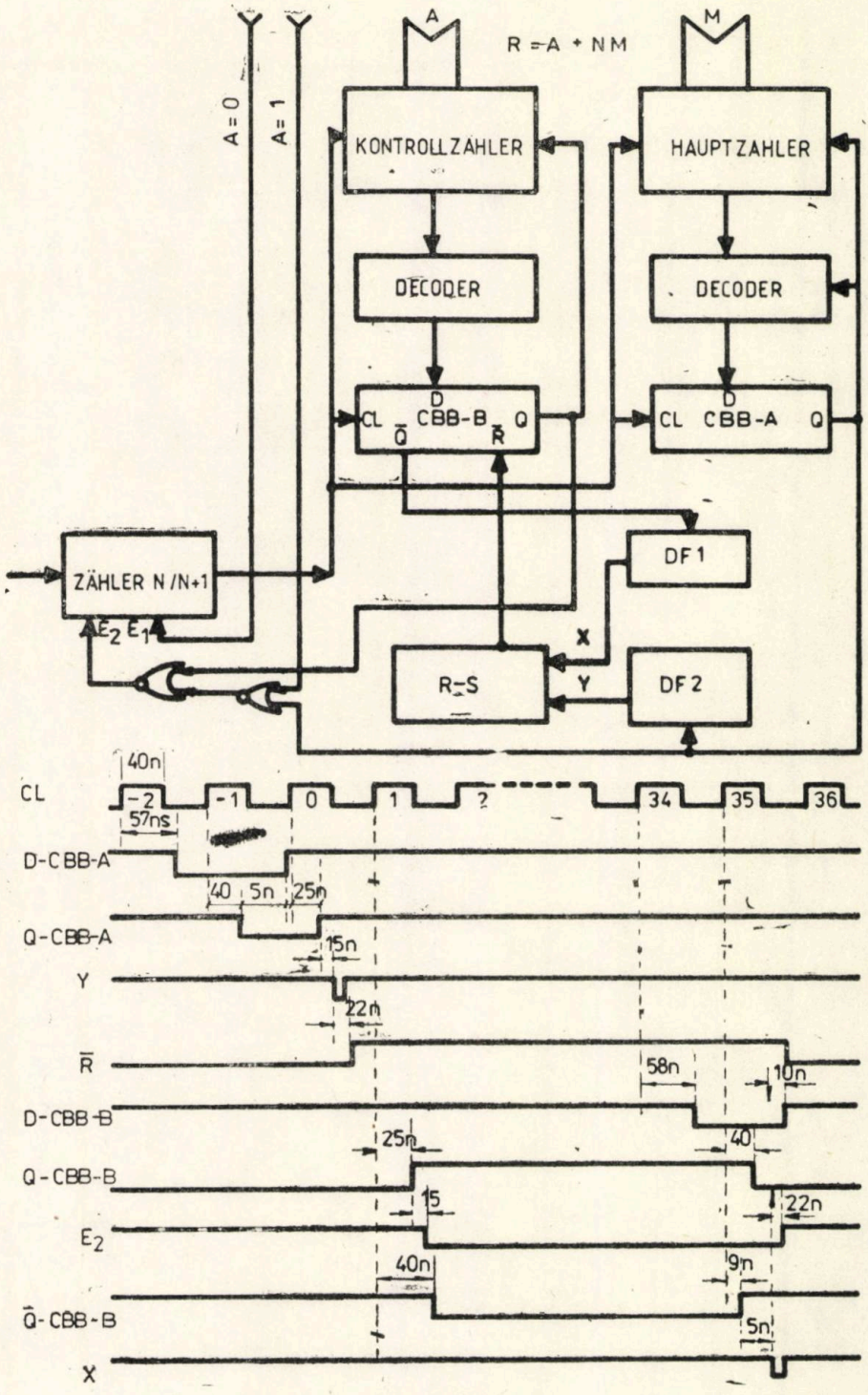
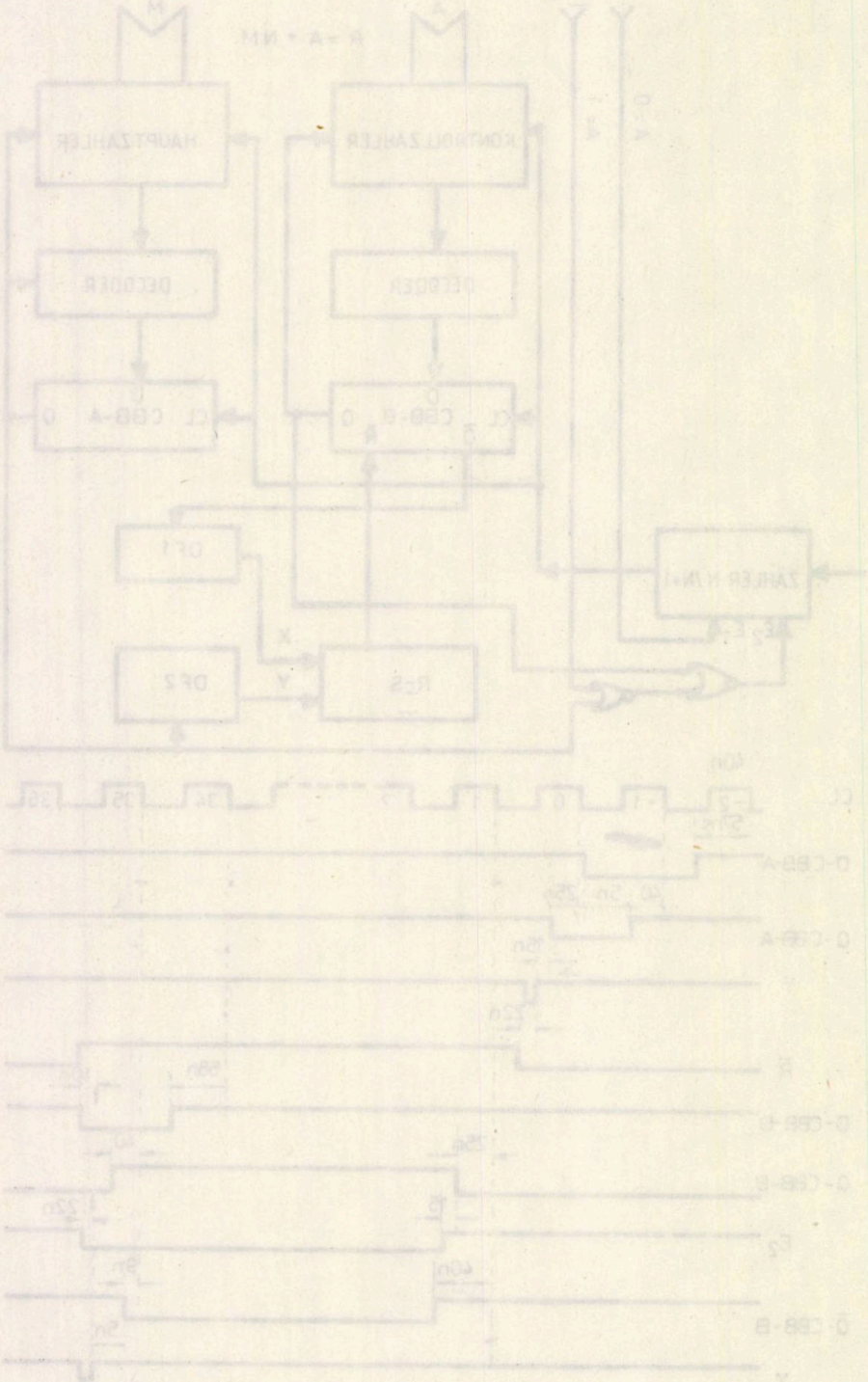


Abb. 3, — Blokschaltbild des programmierbaren Teilers und Impulsdiagramm fur $R=3754$ $(N=40)$.



Im Impulsdiagramm ist die Situation folgende :

a) Auf den Clock-Impuls 34 ist der Zustand des Kontrollzählers dekodiert und der Eingang D von CBB-B geht in Null über.

b) Auf der positiven Front des Impulses 35 wird die Information zum Ausgang CBB-B übertragen und der Kotrollzähler ist durch das permanente Kommando auf PL gehemmt.

c) Nach einer gewissen Zeit, diktiert durch die zusätzliche Logik, E_2 wird zu logisch 1, wodurch der Dualzähler dazu veranlaßt wird, durch 40 zu teilen.

Im Laufe des gesamten Zyklus wird 34 mal durch 41 geteilt, aber es hat keine Bedeutung, wann dies geschieht. Es ist nur wichtig, wieviel mal durch 41 geteilt wird. Wir nehmen an, daß der Zähler 40/41 das Kommando zum Wechseln des Teilungsfaktors zu spät erhält. Im neuen Zyklus teilt er einmal durch 40 und wechselt danach den Teilungsfaktor :

$$\begin{aligned} 1 \times 40 &= 40 \\ 34 \times 41 &= 1\,394 \\ 58 \times 40 &= 2\,320 \\ &\overline{3\,754} \end{aligned}$$

Der erste Puls am Anfang eines Teilungszyklus geht verloren, er wird ebenfalls durch CBB-B für das Kommando von E_2 benutzt. Dafür sind eine RS-Schaltung und zwei Frontdetektoren DF_1 und DF_2 notwendig, die nur negative Pulse an den positiven Fronten (s. Signale X und Y im Impulsdiagramm) weiterleiten.

Die Arbeitsweise der Schaltung am Ende des Zählzyklus ist somit folgende : a) auf den Takt -2 wird der Zustand des Hauptzählers dekodiert ; b) auf der positiven Front des Taktes -1 wird Q-CBB-A zu 0 ; c) die Information vom Eingang D-CBB-A wird zurückgesetzt und es wird die Ladung des Hauptzählers befohlen ; d) auf der positiven Front des Taktes 0 wird Q-CBB-A zu 1 und die positive Front wird von DF_2 detektiert ; e) das Signal Y steuert RS, welches den Eingang RESET von CBB-B inaktiv macht ; f) beim Takt 1 geht der Ausgang Q-CBB-B in 1 über und E_2 in 0, so daß der Zähler 40/41 durch 41 teilt und der Kontrollzähler mit der Numerierung beginnt.

3. Schlußfolgerungen

Die experimentelle Realisierung erlaubte das Erreichen einer Frequenz von 500 MHz am Eingang mit den in Abb. 3 dargestellten Verzögerungen. Es wurden normale TTL- und S c h o t t k y-Schaltkreise verwendet, mit Ausnahme der Schaltung mit dem Teilungsfaktor 10/11.

LITERATURVERZEICHNIS

1. * * * *Frequency Synthesizer IC Handbook*. Plessey Semiconductors, 1980.

Eingegangen am 29. Oktober 1986

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektronik und
Rechner

CONSIDERAȚII ASUPRA SINTEZEI UNUI NUMĂRĂTOR PROGRAMABIL UTILIZÎND DIVIZOR $N/N+1$

(Rezumat)

Se efectuează o analiză a funcționării numărătorului programabil dintr-o buclă PLL digitală care lucrează la frecvențe de sute și mii de megahertzi.

Plecîndu-se de la tehnica cunoscută a „numărătorului mîncător de puls" (swallow-counter) a fost sintetizat un asemenea numărător programabil, insistîndu-se asupra întîrzierilor ce apar în funcționarea acestuia și a tehnicilor de evitare a efectelor defavorabile ale acestora în funcționarea corectă a numărătorului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 535.61.15 ; 621.396.611

SYSTÈME MULTICANAL DE TÉLÉCOMMANDE PAR RAYONNEMENT INFRAROUGE. L'ÉMETTEUR

PAR

LAURENŢIU DIMITRIU, C. ORIŢĂ et ADRIAN CĂRSTESCU

1. Introduction

Les systèmes de télécommande par rayonnement infrarouge sont de plus en plus utilisés pour le domaine courant et quotidien. Les systèmes multicanal utilisent des transmissions basées sur la modulation des impulsions (durée, fréquence ou code). En utilisant la modulation du code ont été réalisés des systèmes disponibles sur le marché avec 128 canaux [1], [2]. Les circuits intégrés utilisés sont réalisés en technologie LSI et sont compétitifs pour les grandes séries de fabrication.

En utilisant une méthode originale [3], basée sur une double modulation de la période des impulsions, on a réalisé un système multicanal à 11 canaux.

Ci-dessous on présente la réalisation de l'émetteur conformément au principe mentionné.

2. Le principe de fonctionnement

L'émetteur du système de télécommande doit réaliser un signal ayant la forme représentée dans la Fig. 1.

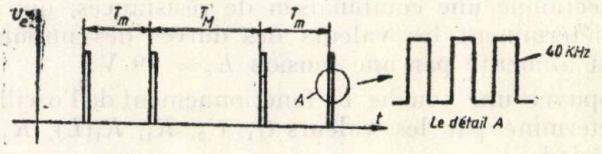


Fig. 1

Pour assurer un courant assez petit consommé par l'émetteur qui est alimenté par une pile, les impulsions du signal doivent être très brèves. En réalité on transmet des trains d'impulsions qui ont une durée très réduite, à une fréquence de 40 KHz, tel qu'on les présentes dans le détail *A* de la Fig. 1. Si on note par 0, 1, ..., 8, 9, *C* les 11 canaux, un canal 0, 1,..., 8,9 sera défini conformément à [3] par une des valeurs de temps pour T_m ou T_M :

$$(1)\quad \begin{cases} (10K+2)t, & (10K+3)t, & (10K+4)t, & (10K+5)t, \\ (10K+6)t, & (10K+7)t, & (10K+8)t, \\ \text{où } K=4,\ 5,\ 6,\ 7.\ 8 \text{ et } t=t_m \text{ ou } t=t_M\ ; \end{cases}$$

t_m et t_M doivent satisfaire la condition :

$$(2)\quad \frac{t_m}{t_M} < \frac{3}{7}$$

pour une séparation corecte des canaux [3].

L'indentification de la commande C nécessite la réalisation simultanée d'une paire de la forme [3] :

$$(3)\quad T_m=(96 \text{ ou } 97 \text{ ou } 98)t_m \text{ et } T_M=(96 \text{ ou } 97 \text{ ou } 98)t_M.$$

Pour un fonctionnement correct du système de télécommande, l'émetteur doit être calculé pour transmettre, pour un canal 0, 1, ..., 8, 9, un signal qui a les durées :

$$(4)\quad \begin{cases} T_m(i)=(45+10i)t_m,\ T_M(i)=T_{M\max},\ (i=0,\ 1,\ 2,\ 3,\ 4)\ ; \\ T_{mi}=T_{m\min},\ T_M(i)=[45+10(i-5)]t_M,\ (i=5,\ 6,\ 7,\ 8,\ 9). \end{cases}$$

Pour le canal C on transmet un signal défini par les valeurs :

$$(5)\quad T_m(C)=97t_m \text{ et } T_M(C)=97t_M$$

3. Le schéma électrique

Le schéma électrique de l'émetteur est présenté dans la Fig. 2 et la forme de l'onde des signaux, dans la Fig. 3.

On observe que l'émetteur sélectionne un certain canal sous l'action d'une touche marquée par un chiffre 0, 1, ..., 8, 9 ou par la lettre C. Le signal codifié est obtenu à l'aide d'un oscillateur de commande réalisé avec le multivibrateur astable à portes CMOS—NAND de type 4 011, I-IC_2, II-IC_2, les capacités C_1, C_2 et résistances R_1, R_2, $R_1(L)$, $R_2(L)$, $R_1(1)$, $R_1(2)$, $R_1(3)$, $R_1(4)$, $R_2(6)$, $R_2(7)$, $R_2(8)$, $R_2(9)$, $R_2(C)$. En appuyant une touche on sélectionne une combinaison de résistances, qui avec les capacités C_1, C_2 déterminent les valeurs des durées des impulsions générées. L'émetteur est alimenté par une tension $E_c=+9$ V.

Sans appuyer une touche le fonctionnement de l'oscillateur de commande est déterminé par les valeurs C_1, C_2, R_1, $R_1(L)$, R_2, $R_2(L)$, en résultant les périodes :

$$(6)\quad T_m(L)=K_1[R_1+R_1(L)]C_1\ ;\ T_M(L)=K_2[R_2+R_2(L)]C_2.$$

K_1, K_2 sont des constantes qui dépendent de la tension E_c et des circuits intégrés CMOS—NAND.

Les périodes $T_m(L)$ et $T_M(L)$ ne sont pas prises en considération par le décodeur du système. On observe que $T_m(L)=T_m(C)$.

La période d'oscillation libre T est :

$$(7)\quad T=T_m(L)+T_M(L).$$

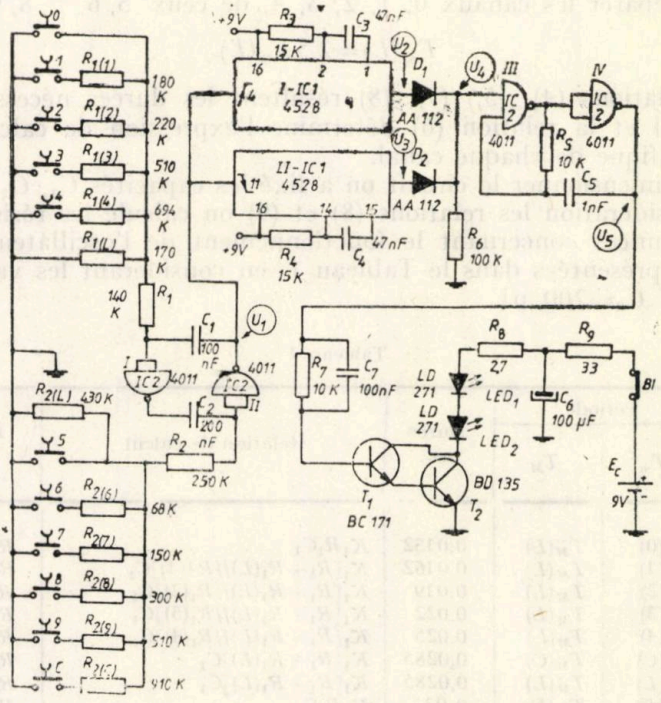


Fig. 2

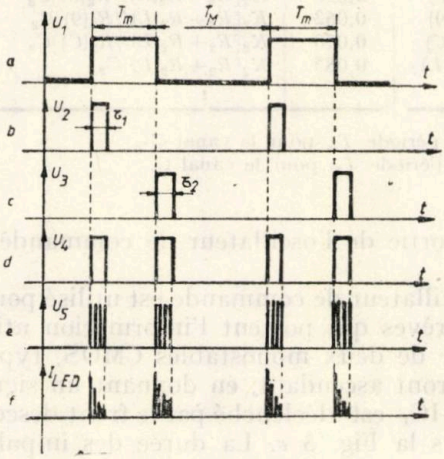


Fig. 3

On fixe pour la valeur T :

(8) $$T = 0,1 \text{ sec.}$$

En appuyant une touche on modifie la durée T_m ou la pause T_M des impulsions générées.

Pour séparer les canaux 0, 1, 2, 3, 4, de ceux 5, 6, 7, 8, 9, on fixe

$$T_M(L)=2{,}5T_m(L). \tag{9}$$

Des relations (4), (5,) (7), (8) résultent les durées nécessaires pour chaque canal et la relation (6) détermine l'expression de calcul pour la période spécifique de chaque canal.

Pour dimensionner le circuit on a fixé les capacités C_1, C_2 et en prenant en considération les relations (8) et (9) on calcule les résistances.

Les données concernant le fonctionnement de l'oscillateur de commande sont présentées dans le Tableau 1, en considérant les valeurs $C_1=$ $=100$ nF et $C_2=200$ nF.

Tableau 1

Canal	Période T_m	Période T_M	Durée sec.	Relation de calcul	Résistance kΩ
0	$T_m(0)$	$T_M(L)$	0,0132	$K_1R_1C_1$	$R_1=140$
1	$T_m(1)$	$T_M(L)$	0,0162	$K_1[R_1+R_1(L)//R1(1)]C_1$	$R_1(1)=180$
2	$T_m(2)$	$T_M(L)$	0,019	$K_1[R_1+R_1(L)//R_1(2)]C_1$	$R_1(2)=220$
3	$T_m(3)$	$T_M(L)$	0,022	$K_1[R_1+R_1(L)//R_1(3)]C_1$	$R_1(3)=510$
4	$T_m(4)$	$T_M(L)$	0,025	$K_1[R_1+R_1(L)//R_1(4)]C_1$	$R_1(4)=694$
C*)	$T_m(C)$	$T_M(C)$	0,0285	$K_1[R_1+R_1(L)]C_1$	$R_1(L)=173$
libre	$T_m(L)$	$T_M(L)$	0,0285	$K_1[R_1+R_1(L)]C_1$	$R_1(L)=173$
5	$T_m(L)$	$T_M(5)$	0,033	$K_2R_2C_2$	$R_2=250$
6	$T_m(L)$	$T_M(6)$	0,040	$K_2[R_2+R_2(L)//R_2(6)]C_2$	$R_2(6)=66$
7	$T_m(L)$	$T_M(7)$	0,048	$K_2[R_2+R_2(L)//R_2(7)]C_2$	$R_2(7)=160$
8	$T_m(L)$	$T_M(8)$	0,055	$K_2[R_2+R_2(L)//R_2(8)]C_2$	$R_2(8)=300$
9	$T_m(L)$	$T_M(9)$	0,062	$K_2[R_2+R_2(L)//R_2(9)]C_2$	$R_2(9)=510$
C**)	$T_m(C)$	$T_M(C)$	0,070	$K_2[R_2+R_2(L)//R_2(C)]C_2$	$R_2(C)=910$
libre	$T_m(L)$	$T_M(L)$	0,085	$K_2[R_2+R_2(L)]C_2$	$R_2(L)=430$

*) La valeur de la période T_m pour le canal C.
**) La valeur de la période T_M pour le canal C.

Le signal à la sortie de l'oscillateur de commande est présenté dans la Fig. 3 *a*.

Le signal de l'oscillateur de commande est utilisé pour former les paires des impulsions très brèves qui portent l'information utile. Les impulsions sont obtenues à l'aide de deux monostables CMOS, type 4 528, où I-IC$_1$ est déclenché par le front ascendant, en donnant un signal comme dans la Fig. 3 *b*, tandis que II-IC$_1$ est déclenché par le front descendant, en donnant un signal comme dans la Fig. 3 *c*. La durée des impulsions générées par les deux monostables, τ_1, respectivement τ_2, satisfait la relation :

$$\tau_1=\tau_2\ll T_{m\min}. \tag{10}$$

De façon concrète on a fixé $\tau_1=\tau_2=4$ ms et puis on peut calculer les valeurs R_3, C_3 et R_4, C_4.

Les impulsions des deux monostables sont appliquées à un circuit OR, réalisé à l'aide des diodes D_1, D_2 et la résistance R_6, en obtenant un signal comme dans la Fig. 3 *d*. Ce signal a la forme nécessaire imposée par

la méthode utilisée, comme dans la Fig. 1 et il est utilisé pour contrôler l'oscillateur commandé réalisé avec portes CMOS—NAND, de type 4 011, III-IC_2, IV-IC_2, la résistance R_5 et la capacité C_5. L'oscillateur génère des impulsions à une fréquence de 40 KHz pendant la durée brève où le signal de sortie du circuit OR est dans l'état „HIGH". Pour le reste du temps la sortie de l'oscillateur commandé est à l'état „LOW". La forme de l'onde du signal est présentée dans la Fig. 3 *e*. Le signal de 40 KHz est appliqué à un étage en connexion Darlington T_1, T_2, qui contrôle le courant dans les diodes LED_1 et LED_2 qui émettent le rayonnement infrarouge. En l'absence du signal, les transistors T_1 et T_2 sont bloqués et la capacité C_6, qui a le rôle de stocker l'énergie, est chargée par la pile, par la résistance R_9. Au moment où apparaît le signal de commande dans la base du transistor T_1, la capacité C_6 se décharge par la résistance de faible valeur R_8 (2,7 Ω), en déterminant une impulsion de courant d'aproximativement 1 A, ce qui assure une portée suffisante. La capacité C_6 se décharge à une certaine constante de temps (R_7C_6) et de cette façon les impulsions de courant suivantes diminuent en amplitude, tel qu'il est présenté dans fa Fig. 3 *f*.

4. Les problèmes technologiques

Pour la réalisation pratique de l'émetteur on doit considérer les problèmes ci-dessous :

a) Un petit courant consommé par l'émetteur qui doit être miniaturisé et alimenté par une pile. Dans ce but on a adopté la forme de l'onde du signal utile comme dans la Fig. 1 et les circuits intégrés de type CMOS. On a utilisé une pile de type 6F22 de 9 V.

b) Une bonne stabilité des périodes du signal généré. Pour satisaire à cette demande on a utilisé pour l'oscillateur de commande des résistances à pellicule métallique et des capacités de bonne qualité et très stables dans le temps (mylar).

c) Une portée suffisante (20 ... 25 m). Les diodes LED pour infrarouge sont alimentées avec un courant de l'ordre de l'ampère, pendant quelques μs, en utilisant dans ce cas des impulsions d'une fréquence de 40 KHz.

L'émetteur réalisé conformément aux principes présentés ci-dessus a permis d'obtenir des performances supérieures en ce qui concerne le courant consommé, la stabilité et la portée.

Reçue le 26 septembre 1986

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Electronique et de Calculateurs

BIBLIOGRAPHIE

1. * * * *Design Examples of Semiconductor Circuits*. SIEMENS, 1977/1978.
2. * * * *Technical Information 048. Comprehensive Remote Control System for TV*. MBLE, 1978.
3. Dimitriu L., Oriţă C., Cârstescu A., *Une méthode de réalisation d'un système multicanal de télécommande par rayonnement infrarouge*. Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXII (XXXVI)**, *1—4*, s. III (1986).

SISTEM DE TELECOMANDĂ MULTICANAL CU RADIAȚIE INFRAROȘIE. EMIȚĂTORUL

(Rezumat)

Se prezintă un emițător realizat pentru un sistem de telecomandă multicanal cu radiație infraroșie cu 11 canale. Se indică schema electrică de principiu, principalele relații folosite în proiectare și un tabel cu mărimile ce caracterizează cele 11 canale ale emițătorului. Sînt menționate principalele probleme tehnologice ce au fost rezolvate cu ocazia realizării practice a sistemului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.314.6

DREIPHASENWECHSELRICHTER MIT TRANSISTOREN ALS RESERVESPEISEQUELLE

VON

IRINEL CASIAN und D. ALEXA

1. Einleitung

Viele Empfängen von Wechselstrom benötigen eine ununterbrochene Versorgung mit elektrischer Energie während ihres Betriebes. Um in diesem Falle Versorgungsunterbrechungen zu vermeiden, kann man ein- oder dreiphasige, an Akkumulatorbatterien angeschlossene Wechselrichter vorsehen. In der Arbeit wird ein solcher Dreiphasenwechselrichter vorgestellt, der der Versorgung von Wechselstromempfängern im Falle einer Avarie des Wechselstromnetzes dient.

2. Funktionierungsprinzip

Der Dreiphasenwechselrichter besteht aus sechs Haupttransistoren T_1... T_6, sechs Nebentransistoren $T_{11}...T_{16}$ und sechs Freilaufdioden $D_1...D_6$. Es wird von einer Spannungsquelle E mit konstanter Spannung gespeist, und man nimmt an, daß sie Wechselstromenergie an eine induktiv—resistive Last liefert (Abb. 1).

Die Wellenformen der Phasenausgangsspannungen u_{S0}, u_{S0} und u_{T0}. und das Steuerprogramm der Transistoren sind in Abb. 2 wiedergegeben.

Um eine Schwankung der Ausgangsspannung des Wechselrichters von $\pm 5\%$ zu erhalten, wird mit Hilfe des Steuerungsschemas die Größe des Zeitintervalls Δt zwischen 20...200 μs verändert.

Die Amplitude der Harmonischen n-ter Ordnung der Phasenausgangsspannungen (s. Abb. 2), ist durch die Beziehung :

$$U_n = \left| \frac{8E}{3n\pi} \sin n\frac{\pi}{2} \sin n\frac{\pi}{3} \cos n\frac{\pi}{6} \cos n\frac{\pi}{12} \right|$$

gegeben.

Der Inhalt der Grundschwingungen der Ausgangsspannungen erreicht den maximalen Wert von 0,986, wenn das Zeintervall Δt Null wird.

Im Falle, daß die Gleichspannungsquelle E eine Akkumulatorbatterie ist, kann diese vom Wechselstromnetz durch die Dioden $D_1...D_6$ wieder aufgeladen werden.

3. Steuerungsschema

Die Wellenformen, die aus der Steuerung der Transistoren entsprechend dem Steuerungsprogramm aus Abb. 2 hervorgehen, werden mit dem Schaltkreis aus Abb. 3 erzeugt.

Die Synthese dieses Schaltkreise ging von der Beobachtung aus, daß man die Wellenformen für die Steuerung der Transistoren $T_2...T_6$ bzw. $T_{12}...T_{16}$ aus der Wellenform für die Steuerung des Transistors T_1 bzw. T_{11} erhalten kann und zwar durch deren Verzögerung um $2n$ Perioden des Taktes von 600 Hz. Seine Bedeutung geht aus der Notation T_n für die Transistoren $T_2...T_6$ bzw. T_{1n} für die Transistoren $T_{12}...T_{16}$ hervor.

Die Verzögerungen werden mit Schieberegister CI 15 für die Transistoren $T_2...T_6$ und dem Register CI 16 für die Transistoren $T_{12}...T_{16}$ erzielt.

Die monostabilen Kippschaltungen CI 8...CI 11 erzeugen die Pausen Δt aus der Wellenform für die Steuerung von T_1 bzw. T_{11}.

Die Latches CI 4 ... CI 7 schließen parasitäre Impulse aus, die am Ausgang des Dekoders CI 2 beim Übergang von einem Zustand in den anderen auftreten können.

Die Ausgänge Q_2 und Q_7 des Dekoders CI 2 dienen der Markierung der Zeitpunkte, wann das Signal für T_1 beginnt und endet bzw. des Zeitpunktes, wann das Steuerungssignal für T_{11} (Ausgang Q_7) beginnt.

Der Zeitpunkt des Endes der Steuerung für T_{11} wird durch das Umkippen des Ausgangs $\overline{Q}$ des Schaltkreises CI 7 vom Zustand „LOW" in den Zustand „HIGH" bestimmt.

Die Ausgänge Q_3 und Q_4 des Dekoders geben die Zeitpunkte an, in denen in der Steuerung des Transistors T_1 die Unterbrechungen Δt (s. Abb. 2) auftreten müssen.

Der monostabile Kippschaltung CI 3 sichert den synchronen Betrieb des gesamten Schemas und der binäre Zähler CI 1 zählt die 12 Pulse, ausdenen die Wellenform der Phasenausgangsspannung zusammengesetzt ist.

Eingegangen am 21. Oktober 1986

Technische Hochschul, Jassy,
Lehrstuhl für Elektronik und Rechner

LITERATURVERZEICHNIS

1. Valachi Al., Bârsan M., *Tehnici numerice şi automate.* Ed. Junimea, Iaşi, 1986.
2. Alexa D., Micu D., *Invertoare şi redresoare cu parametri energetici ridicaţi.* Ed. Tehn., Bucureşti, 1986.

INVERTOR TRIFAZAT CU TRANZISTOARE UTILIZAT CA SURSĂ DE ALIMENTARE DE REZERVĂ

(Rezumat)

Numeroase receptoare de c.a. necesită o alimentare neîntreruptă cu energie electrică în decursul funcţionării lor. Pentru a se evita în acest caz întreruperile în alimentare se pot prevedea invertoare conectate la baterii de acumulatoare. Se prezintă un astfel de invertor trifazat destinat alimentării în caz de avarie a reţelei de c.a., a unor receptoare de c.a.

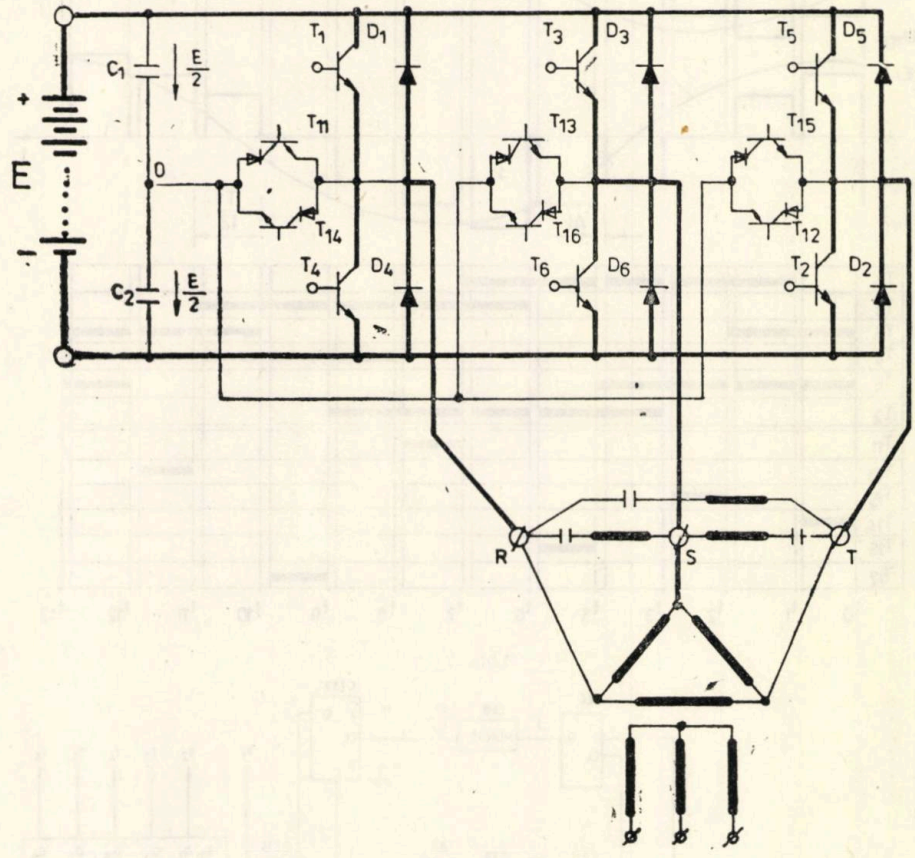

E
C1
E/2
C2
E/2
0
T1
D1
T11
T14
T4
D4
T3
D3
T13
T16
T6
D6
T5
D5
T15
T12
T2
D2
R
S
T

Abb. 1

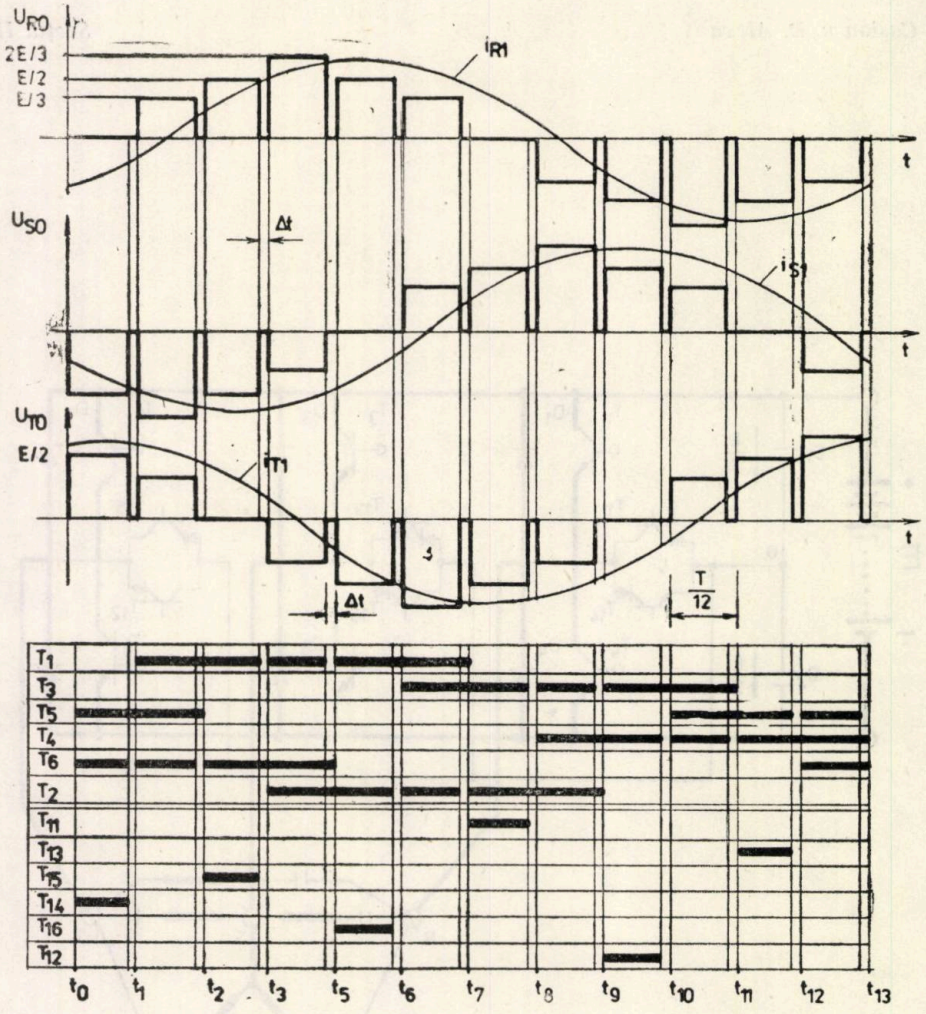

U_R0
2E/3
E/2
E/3
i_R1
t
U_S0
Δt
i_S1
t
U_T0
E/2
i_T1
t
Δt
T/12
T1
T3
T5
T4
T6
T2
T11
T13
T15
T14
T16
T12
t0 t1 t2 t3 t5 t6 t7 t8 t9 t10 t11 t12 t13

Abb. 2

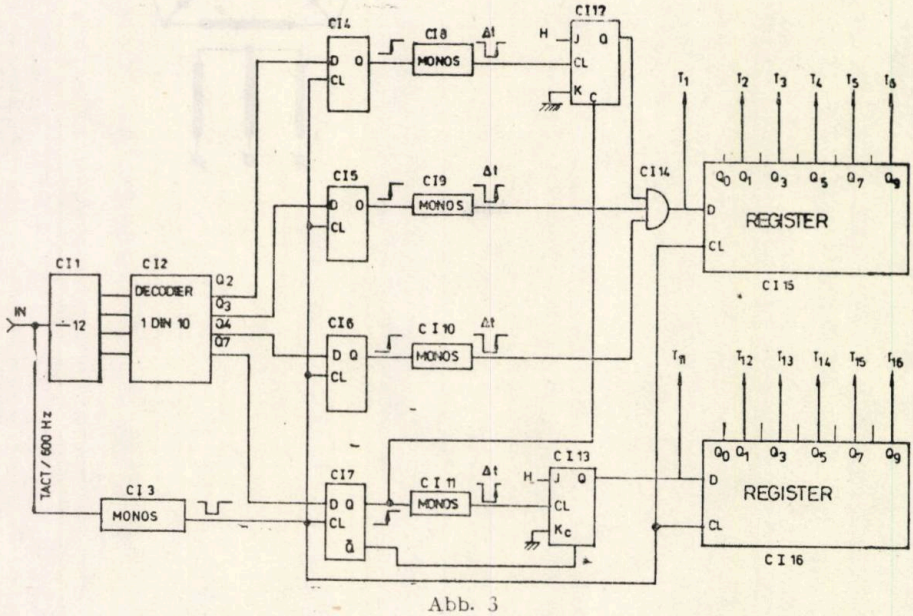

CI4
CI8
MONOS
Δt
CI12
H
J Q
CL
K C
T1
T2 T3 T4 T5 T6
CI5
CI9
MONOS
Δt
CI14
Q0 Q1 Q3 Q5 Q7 Q9
D
REGISTER
CL
CI 15
CI1
CI2
DECODIER
1 DIN 10
Q2
Q3
Q4
Q7
IN
:12
CI6
CI 10
MONOS
Δt
T11
T12 T13 T14 T15 T16
TACT / 600 Hz
CI 3
MONOS
CI7
CI 11
MONOS
Δt
CI 13
H
J Q
CL
Kc
Q0 Q1 Q3 Q5 Q7 Q9
D
REGISTER
CL
CI 16

Abb. 3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.316.7

PERFORMANCES IMPROVEMENT USING *I*-INTELLIGENT CONTROLLER IN CASE OF KESSLER'S OPTIMIZATION CRITERIA

BY

CORNELIU LAZĂR, M. VOICU and OCTAV PĂSTRĂVANU

1. Introduction

On the basis of K e s s l e r's optimization criteria of feedback control system controllers, [1], [2], it results typified controllers foi certain types of transfer function (t.f.) of the controlled process. In accordance with the optimum performances for step function input or ramp function input there have been obtained two types of feedback control system and their dynamics depend only on the sum of small time constants, T_Σ. In this way, very good performances of the step function response (the overshoot $\sigma = 4.3\%$ and the response time $t_t = 6.73\ T_\Sigma$) are insured by the module criterion that leads to a feedback control system having a closed-loop t.f. and an open-loop t.f given, respectively, by the relations :

$$(1) \qquad G_0(s) = \frac{1}{2s^2T_\Sigma^2 + 2sT_\Sigma + 1}; \qquad (2) \qquad G_d(s) = \frac{1}{2Ts_\Sigma(1+sT_\Sigma)}.$$

For the ramp function input, when a zero steady-state deviation is imposed, the symmetry criterion is used that leads to a feedback control system with t.f. :

$$(3) \qquad G_0(s) = \frac{4sT_\Sigma + 1}{(4s^2T_\Sigma^2 + 2sT_\Sigma + 1)(2sT_\Sigma + 1)}; \qquad (4) \qquad G_d(s) = \frac{4sT_\Sigma + 1}{8s^2T_\Sigma^2(sT_\Sigma + 1)}.$$

The appearance of a zero and a pole in t.f. (3) produces unsatisfactory performances for step function response ($\sigma = 43\%$ and $t = 16T_\Sigma$). In order to lower these values, there is inserted a lead—lag element, on the input channel, or only a lag element, but which worsens, in a certain way, the performances at ramp function, [3].

In order to eliminate these shortcomings a new method for the adjustment of controllers is proposed based on K e s s l e r's optimization criteria that leads to optimum responses both for step and ramp function input, using *I*-intelligent controller.

2. *I*-intelligent Controller

Using the symmetry criterion, for t.f. of the process, there results typified controllers of PI type or PID · PI components lead to the appearance of some factors in forward t.f. having the form $K_R(1 + sT_i)/T_i$, that determine the appearance of a zero in t.f. (4) and implicitly in (3), zero that has a negative influence upon the performances at ramp function input. The zero introduced by component *D*, adjusting the controller, will be simplified by a pole from process t.f.

Hence, the idea of blocking the integral component on the duration of response time nearly its end avoiding the deterioration of performances. Such a controller that can block its own integral component is *I*-intelligent controller, [4], [5], made up of an integrator with a non-linear feedback of dead zone type (Fig. 1).

The command achieved by this controller, with the notations of Fig. 1, is given by the relations:

$$\dot{x} = \varepsilon \frac{1}{T_i}, \text{ for } |x| \leqslant p, \tag{5}$$

$$\dot{x} = \varepsilon \frac{1}{T_i} - x_r = \varepsilon \frac{1}{T_i} - K(x-p), \text{ for } |x| > p, \tag{6}$$

where p and K characterize the non-linearity of dead zone type.

From relation (6) it results:

$$x = \frac{\varepsilon}{KT_i} - \frac{\dot{x}}{K} + p. \tag{7}$$

For $|x| \leqslant p$ the controller is a pure integrator. Supposing $\varepsilon > 0$, in the moment when the output x exceeds the threshold value p, by the choice of K as high as possible, $\dot{x}$ becomes negative and the value of x decreases to p; reaching the value p, $\dot{x}$ becomes positive again and x will grow exceeding again the threshold value, the process being repeated. It results that $\dot{x}$ varies round zero and choosing K higher, the relation (7) becomes:

$$x \cong p. \tag{8}$$

So, the integral component can be blocked, choosing K and the controller gives, at the output, the value p. If ε becomes negative, x will become smaller than p and as long as $|x| \leqslant p$, the controller is again pure integrator.

Using such an *I*-intelligent controller for the achievement of PI or PID controllers, adjusted by K e s s l e r's optimization criteria, we can obtain optimum performances in comparison with step and ramp function input by the choice of parameters p and K.

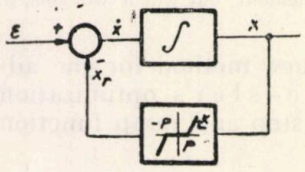


Fig. 1

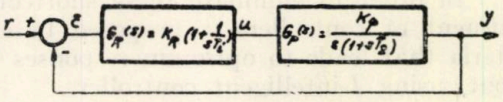


Fig. 2

3. *I*-intelligent Controller Adjustment

In order to exemplify the way in which the parameters p and K are determined, from the t.f. pairs process-controller, given by the symmetry criterion, we have chosen the following pair:

$$G_p(s) = \frac{K_p}{s(1+sT_\Sigma)}; \tag{9}$$

$$G_R(s) = K_R\left(1 + \frac{1}{sT_i}\right), \tag{10}$$

where $G_p(s)$ and $G_R(s)$ are t.f. of the process and respectively of the controller.

By adjusting the controller, using $G_d(s)$ in the form (4) and considering unitary feedback, it results for the adjustment parameters of controller the values : $K_R=1/(2K_pT_\Sigma)$ and $T_i=4T_\Sigma$.

The block scheme of feedback control system obtained is given in Fig. 2 and in Fig. 3 the scheme for its digital simulation by means of SSC program, [6].

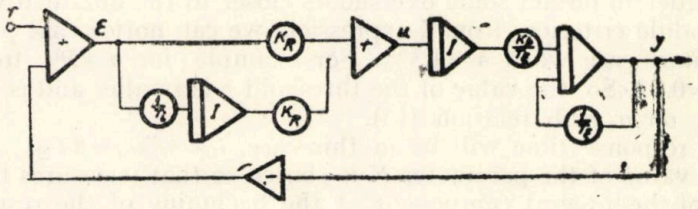


Fig. 3

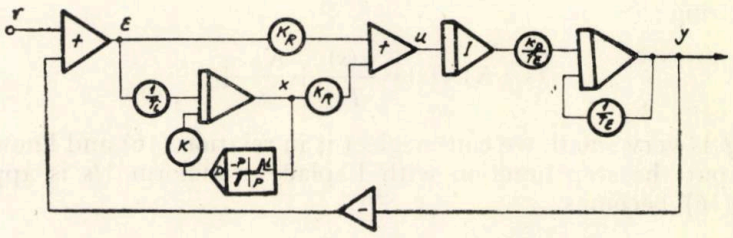


Fig. 4

This way of adjustment leads to transient performances unacceptable for the step function input. A PI controller was used with independent parameters and thus, the component I may be replaced by an I-intelligent one, resulting the scheme for the simulation of feedback control system from Fig. 4.

We study the behaviour of feedback control system with the scheme of simulation from Fig. 4 at step function input. At the beginning of the transient state, the I-intelligent controller is pure integrator as long as $|x|\leqslant p$. Once with the exceeding of value p, the output x of the controller has the expression given by the relation (7) and considering K very high, we can approximate with (8). Thus, PI controller becomes P with t.f. :

$$(11) \qquad G_R(s)=K_R(1+p)=\frac{1}{2K_pT_\Sigma}(1+p).$$

Open-loop and closed-loop t.f. become :

$$(12) \qquad G_d(s)=\frac{1+p}{2sT_\Sigma(1+sT_\Sigma)}; \quad (13) \quad G_0(s)=\frac{1+p}{2s^2T_\Sigma^2+2sT_\Sigma+p+1}.$$

$G_0(s)$, given by relation (13), is a second order element t.f. with natural frequency $\omega_n=\sqrt{p+1}/2T_\Sigma$ and the damping factor $\zeta=\sqrt{2}/(2\sqrt{p+1})$.

The overshoot for the feedback control system with t.f. (13) is :

$$\sigma=\exp(-\pi\zeta/\sqrt{\zeta^2-1})=\exp(-\pi/\sqrt{2p-1}. \tag{14}$$

From relation (14) it results the value of parameter p depending on overshoot σ :

$$p=\frac{1}{2}\left(\frac{\pi^2}{\ln^2\sigma}-1\right). \tag{15}$$

In order to obtain some overshoots closer to the obtained value given by the module criterion, from ζ expression, we can notice that p must tend to zero, limit case when $\sigma=4.3\%$. For example, for $\sigma=5\%$ from (15), it results $p=0.04$. So, the value of the threshold p is smaller and is determined depending on σ with relation (15).

The response time will be in this case, $t_t=4/\zeta\omega_n=8T_\Sigma$.

The value of the parameter K is chosen so that it ensures the efficient blocking of the integral component at the beginning of the response time. Thus, in order to obtain the I-intelligent controller t.f., when $|x|>p$, Laplace transform is applied to relation (6), considering the initial condition $x(0)=p$ and resulting :

$$(s+K)X(s)=\frac{\varepsilon(s)}{T_i}+\frac{K_P}{s}+p. \tag{16}$$

Because p is very small, we can neglect it in relation (16) and knowing that, at the input the step function with Laplace transform $1/s$ is applied, the relation (16) becomes :

$$\frac{X(s)}{\varepsilon(s)}=\frac{1+KpT_i}{T_i(s+K)}. \tag{17}$$

So, PI controllers with I-intelligent adjusted with the symmetry criterion will have t.f. for $|x|>p$:

$$G_R(s)=K_R\left[1+\frac{1+KpT_i}{T_i(s+K)}\right]=\frac{1}{2K_pT_\Sigma}\left[1+\frac{1+4T_\Sigma Kp}{4T_\Sigma(s+K)}\right]. \tag{18}$$

The open-loop t.f. becomes :

$$G_d(s)=G_R(s)G_p(s)=\frac{s+K+(1+4T_\Sigma Kp)/4T_\Sigma}{2sT_\Sigma(s+K)(1+sT_\Sigma)}. \tag{19}$$

In order that the transient performances should reach as much as possible the obtained ones, by adjusting with the module criterion, t.f., given by relation (19), must have the form given by relation (2). This is obtained only if we can ignore $(1+4T_\Sigma Kp)/4T_\Sigma$ against K and so simplify $s+K$ in (20), that leads to the conditions :

$$K\gg\frac{1}{4T_\Sigma(1-p)}; \tag{20}$$

$$0<p<1. \tag{21}$$

Relation (20) shows the way of choosing K depending on p and T_Σ. Obviously we must verify if a value K, too high, does not lead to the loss of feedback control system stability. In accordance with (19), it results that the characteristic equation of feedback control system has the form :

$$(22) \qquad s^3+\left(K+\frac{1}{T_\Sigma}\right)s^2+\left(\frac{K}{T_\Sigma}+\frac{1}{2T_\Sigma^2}\right)s+\frac{K(1+p)}{2T_\Sigma^2}+\frac{1}{8T_\Sigma^2}=0.$$

Applying Hurwitz criterion, [7], it results that feedback control system is BIBO stable for any $K>0$, if and only if :

$$0<p<2+\min_{K>0}\left(2T_\Sigma K+\frac{3}{4T_\Sigma K}\right)=2+\sqrt{6}\,.$$

From (21) and (14) we conclude that the overshoot of feedback control system must satisfy the condition : $4.3\%<\sigma\%<16.5\%$.

For ramp function input the performances do not worsen so that when ε becomes smaller than 0 (towards the end of the transient state), I-intelligent controller becomes pure integrator, thus in forward t.f. there will be two poles in origin that lead to zero steady-state deviation.

4. Simulation Results and Concluding Remarks

To exemplify the adjustment of controllers by Kessler's criteria, using I-intelligent component, it is considered for process t.f. (10) with parameters $K_p=1$ and $T_\Sigma=2$ and it is also imposed an overshoot of 4.5% at the step function input. Adjusting the controller according to the proposed method, the following adjustment parameters are obtained : $K_R=0.25$, $T_i=8$, $p=0.015$. In order to get the condition (20) we choose $K=20/[4T_\Sigma(1-p)]=26$. The feedback control system just determined, was simulated by the schemes of Figs. 3 and 4. The step and ramp function responses obtained by simulation are given in Figs. 5 and 6.

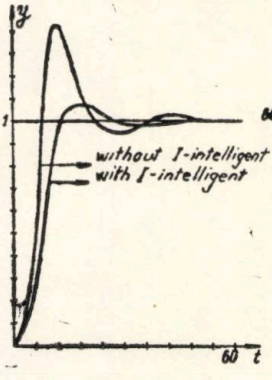


Fig. 5

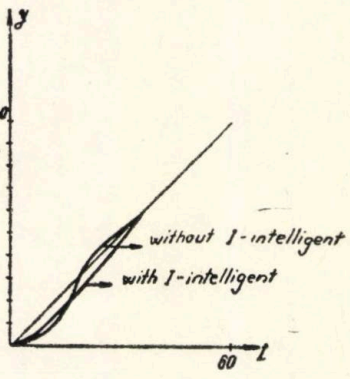


Fig. 6

On the basis of these results we can conclude that using I-intelligent component for the adjustment of controller by Kessler's criteria, there are obtained very good performances, both for step and ramp function input.

By symmetry criterion, there are determined the adjustment parameters of typified controllers, and by the method presented in this paper, there are chosen parameters for I-intelligent controller to ensure the best performances at step function input as well.

Received, November 21, 1986

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of
Automation and Electrical Utilisations

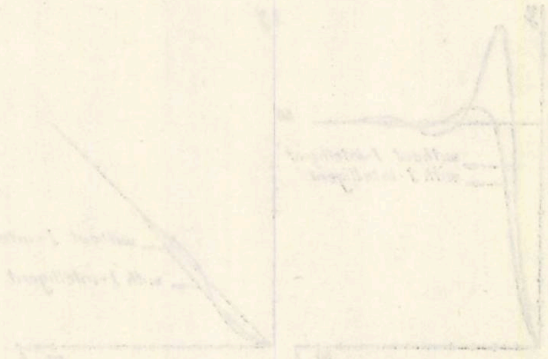
REFERENCES

1. Kessler C., *Über die Vorausberechung optimal abgestimmter Regelkreise*. Regelungstechnik, **2**, *12* (1954).
2. Kessler C., *Das symmetrische Optimum*. Regelungstechnik, **6**, *11* (1958).
3. Babuţia I. et al., *Conducerea automată a proceselor*. Ed. Facla, Timişoara, 1985.
4. Lazăr C., Voicu M., Pal C., *Asupra unui regulator de stare I-inteligent*. CNETAC'84, Bucureşti, 1984.
5. Krikelis N., *State Feedback Integral Control with Intelligent Integrator*. Int. J. Control, **33**, *3* (1980).
6. Necula M. et al., *Simularea sistemelor continue şi discrete*. Polyt. Inst., Bucharest, 1984.
7. Voicu M., *Tehnici de analiză a stabilităţii sistemelor automate*. Ed. Tehn., Bucureşti, 1986.

UTILIZAREA REGULATORULUI *I*-INTELIGENT PENTRU ACORDAREA OPTIMALĂ A SISTEMELOR DE REGLARE AUTOMATĂ PE BAZA CRITERIILOR KESSLER

(Rezumat)

Se prezintă o metodă nouă de acordare a regulatoarelor, pe baza criteriilor lui Kessler capabilă să conducă la performanţe optime atît pentru semnale de intrare treaptă cît şi pentru semnale de intrare rampă, prin utilizarea regulatorului *I*-inteligent.



BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.3.016.35

MODELE LINÉARISÉ D'ÉTAT POUR L'ÉTUDE DE LA STABILISATION OPTIMALE D'UN RÉSEAU COMPLEXE D'ÉNERGIE

PAR

VIRGIL ALEXANDRESCU

1. Introduction

Dans un travail antérieur [6], on a étudié la commande optimale de l'excitation d'un générateur synchrone, connecté à une barre de puissance infinie par un réseau simple de transport, en régime de petites perturbations. On y a montré, en se basant sur le problème d'optimalisation quadratique linéaire, que la modélisation simplifiée des processus électromagnétiques du générateur, en négligeant les dérivées par rapport au temps des flux du stator et les effets d'amortissement le long des axes d et q, conduit à une loi de commande sous-optimale, capable d'assurer des performances transitoires suffisament élevées.

Dans cette Note on déduit un modèle général d'état d'un réseau complexe d'énergie électrique, en poursuivant l'extension du problème d'optimalisation traité dans [6]. Dans ce but, pour la descripton des phénomènes électromagnétiques des générateurs synchrones, on a adopté le modèle réduit rappelé ci-dessus.

2. Hypothèses concernant la structure du réseau

Le réseau d'énergie analysé a une topologie complexe, contenant plusieurs niveaux de tensions et de divers types de centrales électriques et de consommateurs.

On suppose que chaque centrale électrique est équipée par des générateurs identiques, remplacés par un générateur équivalent, dont les bornes constituent un noeud générateur. On a, en tout, g noeuds générateurs auxquels on peut raccorder également des consommateurs.

Les noeuds auxquels ne sont pas raccordés des générateurs sont considérés noeuds de charge, même s'il n'y a pas de consommateurs connectés à ceux-ci. On a, en tout, c noeuds de charge.

Au nombre de $n=g+c$ noeuds s'ajoute un noeud de puissance infinie, numéroté par $n+1$. Celui-ci est choisi, comme d'habitude, en tant que noeud d'équilibre, ayant la tension fixée rigidement. Ce n'est qu'une restriction apparente, car on s'occupera aussi du cas du réseau sans noeud de puissance infinie.

En vue de systématiser les calculs on introduit les ensembles des indices attachés aux noeuds générateurs et, respectivement, aux noeuds de charge :

$$N_g=\{1, 2,...,g\}, \quad N_c=\{g+1, \ g+2,...,n\}.$$

Dans la Fig. 1 *a* on a représenté schématiquement un noeud générateur i, $(i\in N_g)$, et un noeud de charge m, $(m\in N_c)$, auxquels on associe les puissances apparentes complexes : $\underline{S}_{Gi}=P_{Gi}+\mathrm{j}Q_{Gi}$, $\underline{S}_{ci}=P_{ci}+\mathrm{j}Q_{ci}$, $\underline{S}_{cm}=P_{cm}+\mathrm{j}Q_{cm}$, tandis que dans la Fig. 1 *b* on définit pour les mêmes noeuds, intégrés cette fois dans le schéma équivalent monophasé (s.e.m.) du réseau, les puissances injectées résultantes : $S_i=P_i+\mathrm{j}Q_i$, $S_m=P_m+\mathrm{j}Q_m$, de sorte qu'on a :

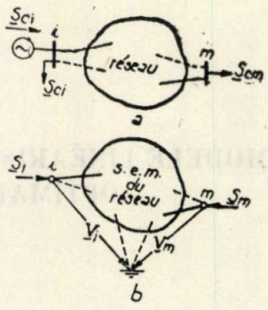


Fig. 1

$$(1)\quad P_i=P_{Gi}-P_{ci},\ Q_i=Q_{Gi}-Q_{ci},\ (i\in N_g)\ ;\ P_m=-P_{cm},\ Q_m=-Q_{cm},(m\in N_c).$$

Quant aux tensions nodales, définies en régime permanent comme des phaseurs stationnaires par rapport au système de référence synchrone $(+1, +\mathrm{j})$, on préfère leur représentation polaire :

$$(2)\quad \underline{V}_i=V_i|\underline{\theta}_i,\ (i\in N_g);\ V_m=V_m|\underline{\theta}_m,\ (m\in N_c)\ ;\ \underline{V}_{n+1}=V_{n+1}|\underline{0}.$$

Les puissances actives et réactives consommées aux noeuds sont des fonctions nonlinéaires des tensions nodales respectives, exprimées sous la forme générale (A.2.4) dans l'annexe A.2.

Il faut aussi préciser que toutes les grandeurs auxquelles on fait appel dans ce travail, excepté le temps, sont rapportées aux grandeurs de base S_b, V_b, convenablement choisies.

3. Équations des petites oscillations

Puisqu'on a supposé le fonctionnement sous l'action des petites perturbations, dans ce cas le régime transitoire peut être rendu par les équations différentielles et algébriques des divers éléments du réseau, linéarisées autour d'un point de régime permanent. Les grandeurs caractéristiques de ce régime, surnommé *de référence*, ont les valeurs spécifiées par l'indice zéro.

À chaque générateur correspond un système différentiel formé par l'équation des processus électromagnétiques (A.1.2), linéarisée, la première équation (A.1.4) et les équations (A.1.6), (A.1.7) qui décrivent les processus électromécaniques. En fait on a :

$$(3)\quad \begin{cases} \Delta\dot{E}_i=\dfrac{1}{T_{fi}}\left[-\dfrac{x_{di}}{x'_{di}}\Delta E_i-\left(1-\dfrac{x_{di}}{x'_{di}}\right)\Delta V_{qi}+\dfrac{x_{mdi}}{r_{fi}}\Delta V_{fi}\right], \\ \Delta\dot{\delta}_i=\omega_0 s_i,\ \dot{s}_i=\dfrac{1}{T_{Ji}}(\Delta c_{mi}-\Delta P_{Gi}), \\ \Delta\dot{c}_{mi}=\dfrac{\sigma_i}{\tau_i}\Delta c_{mi}-\dfrac{P_{ni}}{\tau_i}s_i-\dfrac{m_i P_{ni}}{\tau_i}\dot{s}_2, \quad (i\in N_g). \end{cases}$$

En linéarisant également les expressions (A.1.1) et (A.1.3) on obtient :

$$(4)\qquad \begin{cases} \Delta\theta_i=\Delta\delta_i-\Delta\delta_{Gi}, \\ \Delta V_{di}=\sin\delta_{Gi0}\Delta V_i+V_{i0}\cos\delta_{Gi0}\Delta\delta_{Gi}, \\ \Delta V_{qi}=\cos\delta_{Gi0}\Delta V_i-V_{i0}\sin\delta_{Gi0}\Delta\delta_{Gi}, \quad (i\in N_g), \end{cases}$$

et

$$(5)\qquad \begin{cases} \Delta P_{Gi}=\dfrac{\partial P_{Gi}}{\partial E_i}\Delta E_i+\dfrac{\partial P_{Gi}}{\partial V_i}\Delta V_i+\dfrac{\partial P_{Gi}}{\partial\delta_{Gi}}\Delta\delta_{Gi}, \\ \Delta Q_{Gi}=\dfrac{\partial Q_{Gi}}{\partial E_i}\Delta E_i+\dfrac{\partial Q_{Gi}}{\partial V_i}\Delta V_i+\dfrac{\partial Q_{Gi}}{\partial\delta_{Gi}}\Delta\delta_{Gi}, (i\in N_g), \end{cases}$$

où les dérivées partielles sont calculées selon les formules (A.1.3) pour le régime de référence.

Le système (3) subit toute une série de transformations afin d'aboutir à une forme convenable. On remplace, d'abord, dans la quatrième équation, la variable $\dot{s}_i$ par son expression de la troisième. Ensuite, en éliminant la variable $\Delta\delta_{Gi}$ entre la troisième des équations (4) et la première des équations (5), on obtient l'expression de ΔV_{qi} que l'on remplace dans le système (3). Il en résulte l'équation différentielle matricielle :

$$(6)\qquad \begin{bmatrix} \Delta\dot{E} \\ \Delta\dot{\delta} \\ \dot{s} \\ \Delta\dot{c}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_0[1] & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\beta_2 \\ 0 & 0 & \gamma_2 & \gamma_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E \\ \Delta\delta \\ s \\ \Delta c_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha_2 & \alpha_3 \\ 0 & 0 \\ \beta_2 & 0 \\ \gamma_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_G \\ \Delta V_g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u,$$

ou les vecteurs colonnes de dimension g : $[\Delta E]$, $[\Delta\delta]$, $[s]$, $[\Delta c_m]$, $[\Delta P_G]$, $[\Delta V_g]$ ont pour expressions (A.1.8), $[1]$ est la matrice unité $g\times g$; $[\alpha_1]$, $[\alpha_2]$, $[\alpha_3]$, $[\beta_1]$, $[\beta_2]$, $[\gamma_1]$, $[\gamma_2]$, $[\gamma_3]$ sont des matrices diagonales $g\times g$, dont les éléments non nuls s'expriment par les relations :

$$(7)\qquad \begin{cases} \alpha_{1ii}=\dfrac{1}{T_{fi}}-\dfrac{x_{di}}{x'_{di}}-\left(1-\dfrac{x_{di}}{x'_{di}}\right)\dfrac{\partial P_{Gi}}{\partial\delta_{Gi}}\cdot\dfrac{\partial P_{Gi}}{\partial E_i}V_{i0}\sin\delta_{Gi0}, \\ \alpha_{2ii}=\dfrac{1}{T_{fi}}\left(1-\dfrac{x_{di}}{x'_{di}}\right)\dfrac{\partial P_{Gi}}{\partial\delta_{Gi}}V_{i0}\sin\delta_{Gi0}, \\ \alpha_{3ii}=-\dfrac{1}{T_{fi}}\left(1-\dfrac{x_{di}}{x'_{di}}\right)\cos\delta_{Gi0}-\alpha_{2ii}\dfrac{\partial P_{Gi}}{\partial V_i}, \\ \beta_{1ii}=\dfrac{1}{T_{fi}}\cdot\dfrac{x_{mdi}}{r_{fi}}, \quad \beta_{2ii}=-\dfrac{1}{T_{Ji}}, \\ \gamma_{1ii}=\dfrac{m_iP_{ni}}{\tau_iT_{Ji}}, \quad \gamma_{2ii}=-\dfrac{P_{ni}}{\tau_i}, \quad \gamma_{3ii}=-\dfrac{1}{\tau_i}\left(\sigma_i+\dfrac{m_iP_{ni}}{T_{Ji}}\right), \quad (i\in N_g); \end{cases}$$

$[0]$ est la matrice nulle $g\times g$ et u est le vecteur de commande de dimension g, ayant les composants $u_i=\Delta Vf_i, (i\in N_g)$, représentant les écarts des tensions appliquées aux circuits d'excitation des générateurs.

Dans le problème de la stabilisation optimale des grands réseaux d'énergie, une prochaine solution probable consiste dans le fait que le processus optimal aura lieu avec la participation des générateurs de grande puissance, tandis que les autres resteront équipés à régulateurs d'excitation conventionnels (REC). On a proposé également [2] l'implémentation de la commande optimale par des signaux supplémentaires introduits dans les REC.

Il est évident que dans les deux cas mentionnés ci-dessus les grandeurs ΔV_Φ correspondant aux générateurs réglés conventionnelement ou par des signaux supplémentaires, deviennent des variables d'état, inclues dans les équations de fonctionnement des REC, qui doivent être ajoutées au système (3). Ce sont des aspects qu'on les mettra en évidence dans un prochain ouvrage.

4. Modèle d'état

En examinant l'équation (6) on conclut aisément que pour obtenir une représentation d'état le vecteur d'état peut être choisi de la formei

$$x' = [\Delta E^T,\ \Delta\delta^T,\ s^T,\ \Delta c_m^T]. \tag{8}$$

D'autre part, ainsi que l'on a déja établi [6], [7], un vecteur de sortie recommandable est :

$$y' = [\Delta P_G^T,\ \Delta V_g^T,\ s^T,\ s^T]. \tag{9}$$

la relation entre y' et x' étant biunivoque.

En effet, le modèle d'état que l'on désire sera obtenu en exprimant les vecteurs $[\Delta P_G]$, $[\Delta V_g]$ de l'équation (6) en fonction des variables d'état et en trouvant la relation état—sortie. C'est ce qu'on montrera dans ce qui suit.

On linéarise les relations (1), en tenant compte des caractéristiques de charge (A.2.4) et des coefficients (A.2.5). En introduisant à la fois les petites perturbations en échelon sur les puissances actives et réactives consommées aux noeuds (v. l'annexe A.2), on aboutit au système :

$$\begin{cases} \Delta P_i = \Delta P_{Gi} - k_{Pi}\Delta V_i - \delta P_i,\ \ \Delta Q_i = \Delta Q_{Gi} - k_{Qi}\Delta V_i - \delta Q_i,\ \ (i \in N_g)\ ; \\ \Delta P_m = -k_{Pm}\Delta V_m - \delta P_m,\ \ \Delta Q_m = -k_{Qm}\Delta V_m - \delta Q_m,\ \ (m \in N_c). \end{cases} \tag{10}$$

La variable $\Delta\delta_{Gi}$ est éliminée cette fois-ci entre les équations (5), en explicitant l'expression de ΔQ_{Gi} que l'on va remplacer dans la deuxième équation (10). Procédant d'une telle manière on peut écrire la système (10) sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \Delta P_g \\ \Delta Q_g \\ \Delta P_c \\ \Delta Q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ k_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\Delta E] + \begin{bmatrix} 1 & -k_{Pg} & 0 \\ k_1 & k_2 & 0 \\ 0 & 0 & -k_{Pc} \\ 0 & 0 & -k_{Qc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_G \\ \Delta V_g \\ \Delta V_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta P_g \\ \delta Q_g \\ \delta P_c \\ \delta Q_c \end{bmatrix}. \tag{11}$$

L'équation (10) comprend des nouveaux vecteurs colonnes à savoir : $[\Delta P_c]$, $[\Delta Q_c]$, $[\Delta V_c]$, $[\delta P_g]$, $[\delta Q_c]$, $[\delta P_c]$, $[\delta Q_c]$, envisagés parmi les expressions (A.1.8), (A.2.3), (A.2.6), les matrices diagonales : $[k_1]$, $[k_2]$, $[k_3]$, $[k_{Pg}]$, de dimensions $g \times g$, $[k_{Pc}]$, $[k_{Qc}]$, de dimensions $c \times c$, ayant les éléments diagonaux :

$$
(12)\quad \begin{cases} k_{1ii}=\dfrac{\partial Q_{Gi}}{\partial \delta_{Gi}}\cdot\dfrac{\partial P_{Gi}}{\partial \delta_{Gi}},\ k_{2ii}=\dfrac{\partial Q_{Gi}}{\partial V_i}-k_{1ii}\dfrac{\partial P_{Gi}}{\partial V_i}-k_{Qi}, \\ k_{3ii}=\dfrac{\partial Q_{Gi}}{\partial E_i}-k_{1ii}\dfrac{\partial P_{Gi}}{\partial E_i},\ k_{Pii}=k_{Pi},\ (i\in N_g), \\ k_{Pmm}=k_{Pm},\ k_{Qmm}=k_{Qm},\ (m\in N_c) \end{cases}
$$

et de divers matrices nulles de dimensions correspondantes.

L'expression de $\Delta\delta_{Gi}$, obtenue de la première équation (5), est substituée dans la première équation (4), en déterminant par cette voie le vecteur $[\Delta\theta_g]$ (v. définition (A.2.3)) :

$$
(13)\quad [\Delta\theta_g]=[\Delta\delta]+[T_1]\,[\Delta P_G]+[T_2]\,[\Delta V_g]+[T_3]\,[\Delta E].
$$

$[T_1]$, $[T_2]$, $[T_3]$ sont des matrices diagonales $g\times g$, ayant les éléments non nuls :

$$
(14)\quad t_{1ii}=-\left(\frac{\partial P_{Gi}}{\partial \delta_{Gi}}\right)^{-1},\ t_{2ii}=-t_{1ii}\frac{\partial P_{Gi}}{\partial V_i},\ t_{3ii}=-t_{1ii}\frac{\partial P_{Gi}}{\partial E_i},\ i\in N_g).
$$

Il est alors facile d'identifier les membres droits des équations (11) et (A.2.2), d'où, après avoir remplacé le vecteur $[\Delta\theta_g]$ par son expression (13), on a :

$$
(15)\quad \begin{vmatrix} \dfrac{\partial P_g}{\partial\theta_g}T_1-1 & \dfrac{\partial P_g}{\partial V_g}+k_{Pg}+\dfrac{\partial P_g}{\partial\theta_g}T_2 & \dfrac{\partial P_G}{\partial\theta_c} & \dfrac{\partial P_G}{\partial V_c} \\ \dfrac{\partial Q_g}{\partial\theta_g}T_1-k_1 & \dfrac{\partial Q_g}{\partial V_g}-k_2+\dfrac{\partial Q_g}{\partial\theta_g}T_2 & \dfrac{\partial Q_g}{\partial\theta_c} & \dfrac{\partial Q_g}{\partial V_c} \\ \dfrac{\partial P_c}{\partial\theta_g}T_1 & \dfrac{\partial P_c}{\partial V_g}+\dfrac{\partial P_c}{\partial\theta_g}T_2 & \dfrac{\partial P_c}{\partial\theta_c} & \dfrac{\partial P_c}{\partial V_c}+k_{Pc} \\ \dfrac{\partial Q_c}{\partial\theta_g}T_1 & \dfrac{\partial Q_c}{\partial V_g}+\dfrac{\partial Q_c}{\partial\theta_g}T_2 & \dfrac{\partial Q_c}{\partial\theta_c} & \dfrac{\partial Q_c}{\partial V_c}+kQ_c \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Delta P_G \\ \Delta V_g \\ \Delta\theta_c \\ \Delta V_c \end{vmatrix} =
$$

$$
= -\begin{vmatrix} \dfrac{\partial P_g}{\partial\theta_g} & \dfrac{\partial P_g}{\partial\theta_g}T_3 \\ \dfrac{\partial Q_g}{\partial\theta_g} & \dfrac{\partial Q_g}{\partial\theta_g}T_3-k_3 \\ \dfrac{\partial P_c}{\partial\theta_g} & \dfrac{\partial P_c}{\partial\theta_g}T_3 \\ \dfrac{\partial Q_c}{\partial\theta_g} & \dfrac{\partial Q_c}{\partial\theta_g}T_3 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Delta\delta \\ \Delta E \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} \delta P_g \\ \delta Q_g \\ \delta P_c \\ \delta Q_c \end{vmatrix}.
$$

L'équation précédente représente un système algébrique linéaire de degré $2n$, dont les inconnues — éléments des vecteurs $[\Delta P_G]$, $[\Delta V_g]$, $[\Delta\theta_c]$, $[\Delta V_c]$ — peuvent être explicitées par une méthode adéquate, en résultant :

$$(16)\qquad \begin{bmatrix} \Delta P_G \\ \Delta V_g \\ \Delta\theta_c \\ \Delta V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \\ M_{31} & M_{32} \\ M_{41} & M_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta E \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta S_1 \\ \delta S_2 \\ \delta S_3 \\ \delta S_4 \end{bmatrix},$$

où on a calculé les sous-matrices $M_{11},\ldots,M_{42}$ et les vecteurs colonnes $\delta S_1,\ldots,\delta S_4$, de dimensions correspondantes.

La relation (16) se décompose en deux relations matricielles :

$$(17)\qquad \begin{bmatrix} \Delta P_G \\ \Delta V_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta E \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta S_1 \\ \delta S_2 \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \Delta\theta_c \\ \Delta V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{31} & M_{32} \\ M_{41} & M_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta E \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta S_3 \\ \delta S_4 \end{bmatrix}.$$

Il suffit maintenant de substituer les expressions de $[\Delta P_G]$ et de $[\Delta V_g]$ de la première relation (17) dans l'équation (6) afin d'aboutir tout de suite au modèle d'état :

$$(18)\qquad \dot{x}' = A'x' + B'u + Z',\quad y' = C'x' + D'.$$

On vérifie facilement les coefficients obtenus :

$$(19)\qquad A' = \begin{bmatrix} \alpha_1+\alpha_2 M_{12}+\alpha_3 M_{22} & \alpha_2 M_{11}+\alpha_3 M_{21} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_0[1] & 0 \\ \beta_2 M_{12} & \beta_2 M_{11} & 0 & -\beta_2 \\ \gamma_1 M_{12} & \gamma_1 M_{11} & \gamma_2 & \gamma_3 \end{bmatrix},\quad B' = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$Z' = \begin{bmatrix} \alpha_2\delta S_1+\alpha_3\delta S_2 \\ 0 \\ \beta_2\delta S_1 \\ \gamma_1\delta S_1 \end{bmatrix},\quad C' = \begin{bmatrix} M_{12} & M_{11} & 0 & 0 \\ M_{22} & M_{21} & 0 & 0 \\ \beta_2 M_{12} & \beta_2 M_{11} & 0 & -\beta_2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},\quad D' = \begin{bmatrix} -\delta S_1 \\ -\delta S_2 \\ -\beta_2\delta S_1 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Plus encore, on peut ranger avantageusement les variables d'état et de sortie, de telle façon que les variables associées à un générateur soient groupées en commun. On aura alors les vecteurs d'état et, respectivement, de sortie :

$$(20)\qquad \begin{cases} x=[\Delta E_1,\ \Delta\delta_1,\ s_1,\ \Delta c_{m1},\ldots,\Delta E_g,\ \Delta\delta_g,\ s_g,\ \Delta c_{mg}]^T, \\ y=[\Delta P_{G1},\ \Delta V_1,\ \dot{s}_1,\ s_1,\ldots,\Delta P_{Gg},\ \Delta V_g,\ \dot{s}_g,\ s_g)^T, \end{cases}$$

correspondant au modèle d'état :

$$(21)\qquad \dot{x}=Ax+Bu+Z,\ y=Cx+D,$$

où les coefficients A, B, Z, C, D s'obtiennent en modifiant d'une manière correspondante l'ordre des lignes dans les matrices (19).

On a déduit également le modèle d'état en supposant l'inexistence des noeuds de puissance infinie. Dans ce cas on a considéré qu'il y a, en tout, $n=g+c$ noeuds. Le noeud d'équilibre a le numéro e, étant un noeud générateur, $(e\in N_g)$, de sorte que, en régime permanent, la tension nodale $\underline{V}_g$ a l'argument θ_g égal à zéro.

En régime transitoire on a les fonctions de temps $\Delta V_e(t)\not\equiv 0$ et $\Delta\theta_e(t)\not\equiv 0$, ce qui signifie le détachement du phaseur $\underline{V}_e$ par rapport au système de référence synchrone $(+1,\ +j)$. Il est à remarquer aussi que les écarts ΔP_e, ΔV_e, $\Delta\theta_e$ se trouvent parmi les composants des vecteurs $[\Delta P_g]$, $[\Delta V_g]$, $[\Delta\theta_g]$.

Dans ces conditions, en gardant le même algorithme que celui développé ci-dessus, on constate que dans les sous-matrices M_{11}, M_{21}, M_{31}, M_{41} la somme des colonnes conduit à un vecteur nul, ce qui atteste le fait que la dimension du vecteur $[\Delta\delta]$ dépasse d'une unité la valeur nécessaire pour déterminer l'état du réseau.

Par conséquent, la dynamique du réseau sera décrite en choisissant les axes d et q d'un générateur quelconque, á savoir le générateur de la plus grande puissance) en tant que système de référence par rapport auquel on détermine le mouvement des autres machines. En fixant la machine j, $(j\in N_g)$, pour référence, on procèdera de la façon suivante.

Dans les matrices des coefficients des équations (17) on élimine la colonne correspondante à la grandeur $\Delta\delta_j$, après l'avoir retranchée des colonnes correspondantes aux grandeurs $\Delta\delta_i$ $(i\in N_g,\ i\neq j)$. La première des équations (17) devient alors :

$$(22)\qquad \begin{bmatrix}\Delta P_G\\ \Delta V_g\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}M'_{11} & M_{12}\\ M'_{21} & M_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta\delta_{ij}\\ \Delta E\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\delta S_1\\ \delta S_2\end{bmatrix},$$

où les sous-matrices M'_{11}, M'_{21} ont les dimensions $g\times(g-1)$ et le vecteur $[\Delta\delta_{ij}]$, de dimension $g-1$, a pour expression :

$$(23)\qquad [\Delta\delta_{ij}]=[\Delta\delta_{1j},\Delta\delta_{2j},\ldots,\Delta\delta_{j-1,j}\Delta\delta_{j+1,j},\ \ldots,\ \Delta\delta_{gj}]^T,$$

en utilisant la notation $\Delta\delta_{ij}=\Delta\delta_k-\Delta\delta_j$, $(i\neq j)$.

Si l'on modifie également l'équation $[\Delta\dot{\delta}]=\omega_0[1][s]$, obtenue de la forme matricielle (6), en éliminant l'équation j, après l'avoir retranchée de toutes les autres équations, on obtient une nouvelle équation de la forme :

$$(24)\qquad [\Delta\dot{\delta}_{ij}]=\omega_0[1'][s],$$

où $[1']$ est une matrice de dimensions $(g-1)\times g$ que l'on peut constituer facilement.

Il est évident que pour obtenir le modèle d'état on peut opérer directement sur les expressions (19), en remplaçant les sous-matrices M_{11}, M_{21}, $[1]$ par les sous-matrices correspondantes M'_{11}, M'_{21}, $[1']$, ainsi que dans l'expression (8) du vecteur d'état on substitue le vecteur $[\Delta\delta]$ par le vecteur $[\Delta\delta_{ij}]$.

Puisque le nouveau vecteur d'état a la dimension réduite d'une unité, il faut renoncer également à une variable de sortie du vecteur (9). À ce propos, il semble raisonnable d'éliminer la variable ΔP_j associé au générateur de référence.

5. Conclusions

On a exposé l'algorithme sur la base duquel on a déduit un modèle général d'état d'un réseau complexe d'énergie dans le but de l'étude de la stabilisation optimale à des petites perturbations, en utilisant comme gran-

deurs de commande les tensions appliquées aux circuits d'excitation des générateurs. Les phénomènes électromagnétiques des générateurs sont décrits par un modèle réduit, vérifié antérieurement [6] dans le cas d'un réseau radial.

En vue de mettre en valeur à l'avenir de nouvelles informations concernant la stabilisation optimale, le modèle d'état élaboré comprend des termes constants (v. les vecteurs Z et D), permettant d'obtenir facilement la réponse du réseau à des petites perturbations réelles, en échelon. Ce sont des modifications suffisamment petites des puissances consommées aux noeuds.

Le modèle présenté peut constituer un point de départ pour l'élaboration des algorithmes de commande des réseaux d'énergie en temps réel.

ANNEXES

A.1. Modèle des processus électromagnétiques et électromécaniques des générateurs synchrones

Dans la Fig. 2 on représente le diagramme phasoriel du générateur synchrone et la position des axes d, q du rotor par rapport au système de référence unique $(+1, +j)$. La signification de la plupart des grandeurs envisagées ci-dessous est specifiée dans [6].

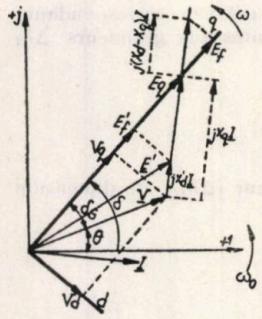


Fig. 2

Pour un générateur $i \in N_g$ on a les relations :

$$\text{(A.1.1)} \quad \delta_i = \delta_{Gi} + \theta_i, \quad V_{di} = V_i \sin \delta_{Gi}, \quad V_{qi} = V_i \cos \delta_{Gi}.$$

Conformément aux hypothèses adoptées, en utilisant la notation $E_i \Delta E_{fi}$, les processus électromagnétiques du générateur i sont décrits par l'équation :

$$\text{(A.1.2)} \quad T_{fi}\dot{E}_i = -\frac{x_{di}}{x'_{di}} E_i - \left(1 - \frac{x_{di}}{x'_{di}}\right) V_{qi} + \frac{x_{mdi}}{r_{fi}} V_{fi},$$

T_{fi} étant la constante de temps du circuit d'excitation.

Les formules bien connues des puissances, active et réactive, aux bornes du générateur i, qui correspondent à la représentation (A.1.2), deviennent :

$$\text{(A.1.3)} \quad \begin{cases} P_{Gi} = \dfrac{E_i V_i}{x'_{di}} \sin \delta_{Gi} + \dfrac{V_i^2}{2}\left(\dfrac{1}{x_{qi}} - \dfrac{1}{x'_{di}}\right) \sin 2\delta_{Gi}, \\ Q_{Gi} = \dfrac{E_i V_i}{x'_{di}} \cos \delta_{Gi} - \dfrac{V_i^2}{x_{qi}} \sin^2 \delta_{Gi} - \dfrac{V_i^2}{x'_{di}} \cos^2 \delta_{Gi}. \end{cases}$$

Le modèle des processus électromécaniques est composé par des équations linéarisées qui décrivent le mouvement du rotor :

$$\text{(A.1.4)} \quad \Delta\dot{\delta}_i = \omega_0 s_i, \qquad T_{Ji}\dot{s}_i = -D_i s_i + \Delta c_{mi} - \Delta c_{ei}$$

et par l'équation opérationnelle du régulateur de vitesse, considérée de la forme :

$$\text{(A.1.5)} \quad \frac{\Delta c_{mi}}{s_i} = -\frac{1 + p m_i}{\sigma_i + p\tau_i}.$$

En tenant compte du fait que, en unités de base, $\Delta c_{ei} = \Delta P_{ei} - c_{ei0} s_i$ et $D_i = c_{mi0} = c_{ei}^0$ la deuxième équation (A.1.4) devient :

$$T\dot{J}_{ti}\dot{s}_i = \Delta c_{mi} - \Delta P_{ei}, \tag{A.1.6}$$

où l'on a noté par ΔP_{ei} l'écart de la puissance électromagnétique du générateur i.

Dans l'équation (A.1.5) l'écart Δc_{mi} est rapporté au couple nominal de la machine. En rapportant cette grandeur au couple de base, il en résulte l'équation différentielle du régulateur de vitesse :

$$\Delta\dot{c}_{mi} = \frac{\sigma_i}{\tau_i}\Delta c_{mi} - \frac{P_{ni}}{\tau_i}\dot{s}_i - \frac{m_i P_{ni}}{\tau_i}\ddot{s}_i, \tag{A.1.7}$$

où P_{ni} est la puissance nominale du générateur i.

Les grandeurs électriques et mécaniques des générateurs connectés aux divers noeuds du réseau sont rangées en vecteurs colonnes de la forme :

$$\begin{cases} [\Delta P_G] = [\Delta P_{G1}, \Delta P_{G2}, \ldots, \Delta P_{Gg}]^T, \ [\Delta V_g] = [\Delta V_1, \Delta V_2, \ldots, \Delta V_g]^T, \\ [\Delta E] = [\Delta E_1, \Delta E_2, \ldots, \Delta E_g]^T, \ [s] = [s_1, s_2, \ldots, s_g]^T, \\ [\Delta\delta] = [\Delta\delta_1, \Delta\delta_2, \ldots, \Delta\delta_g]^T, \ [\Delta c_m] = [\Delta c_{m1}, \Delta c_{m2}, \ldots, \Delta c_{mg}]^T, \end{cases} \tag{A.1.8}$$

Indice T signifiant la transpos ition.

A.2. Modèle du réseau en régime permanent

Le fonctionnement du réseau en régime permanent est décrit par les bilans des puissances actives et réactives aux noeuds. Avec les notations de la Fig. 1 *b* et en tenant compte des expressions (2), on écrit les formules des puissances injectées aux noeuds générateurs, de même qu'aux noeuds de charge :

$$\begin{cases} P_i = G_{ii}V_i^2 - V_i \sum_{k\neq i}^{n+1} V_k(G_{ik}\cos\theta_{ik} + B_{ik}\sin\theta_{ik}), \\ Q_i = -B_{ii}V_i^2 - V_i \sum_{k\neq i}^{n+1} V_k(G_{ik}\sin\theta_{ik} - B_{ik}\cos\theta_{ik}), \ (i \in N_g), \\ P_m = G_{mm}V_m^2 - V_m \sum_{k\neq i}^{n+1} V_k(G_{mk}\cos\theta_{mk} + B_{mk}\sin\theta_{mk}) \\ Q_m = -B_{mm}V_m^2 - V_m \sum_{k\neq i}^{n+1} V_k(G_{mk}\sin\theta_{mk} - B_{mk}\cos\theta_{mk}), \ (m \in N_c), \end{cases} \tag{A.2.1}$$

où $G_{ii}+jB_{ii}$, $G_{mm}+jB_{mm}$ sont les admittances nodales des noeuds i et m, $G_{ik}+jB_{ik}$, $G_{mk}+jB_{mk}$ — les admittances de liaison entre les noeuds i et k, respectivement, m et k, $\theta_{ik} = \theta_i - \theta_k$, $\theta_{mk} = \theta_m - \theta_k$.

En linéarisant les équations (A.2.1) autour d'un régime permanent de référence, on obtient l'équation algébrique matricielle :

$$\begin{bmatrix} \Delta P_g \\ \Delta Q_g \\ \Delta P_c \\ \Delta Q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_g}{\partial\theta_g} & \frac{\partial P_g}{\partial V_g} & \frac{\partial P_g}{\partial\theta_c} & \frac{\partial P_g}{\partial V_c} \\ \frac{\partial Q_g}{\partial\theta_g} & \frac{\partial Q_g}{\partial V_g} & \frac{\partial Q_g}{\partial\theta_c} & \frac{\partial Q_g}{\partial V_c} \\ \frac{\partial P_c}{\partial\theta_g} & \frac{\partial P_c}{\partial V_g} & \frac{\partial P_c}{\partial\theta_c} & \frac{\partial P_c}{\partial V_c} \\ \frac{\partial Q_c}{\partial\theta_g} & \frac{\partial Q_c}{\partial V_g} & \frac{\partial Q_c}{\partial\theta_c} & \frac{\partial Q_c}{\partial V_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\theta_g \\ \Delta V_g \\ \Delta\theta_c \\ \Delta V_c \end{bmatrix}, \tag{A.2.2}$$

où l'on a introduit les vecteurs colonnes :

$$\text{(A.2.3)} \quad \begin{cases} [\Delta P_g]=[\Delta P_1, \Delta P_2, ..., \Delta P_g]^T, \quad [\Delta Q_g]=[\Delta Q_1, \Delta Q_2, ..., \Delta Q_g]^T, \\ [\Delta P_c]=[\Delta P_{g+1}, \Delta P_{g+2}, ..., \Delta P_n]^T, \quad [\Delta Q_c]=[\Delta Q_{g+1}, \Delta Q_{g+2}, ..., \Delta Q_n]^T, \\ [\Delta \theta_g]=[\Delta \theta_1, \Delta \theta_2, ..., \Delta \theta_g]^T, \quad [\Delta \theta_c]=[\Delta \theta_{g+1}, \Delta \theta_{g+2}, ..., \Delta \theta_n]^T, \\ [\Delta V_c]=[\Delta V_{g+1}, \Delta V_{g+2}, ..., \Delta V_n]^T. \end{cases}$$

La matrice jacobienne, envisagée dans l'équation (A.2.2), de dimensions $2n \times 2n$, contient les sous-matrices $\partial P_g/\partial \theta_g$, $\partial P_g/\partial V_g$, etc., dont les éléments sont les dérivées partielles des expressions (A.2.1), calculées dans le point du régime.

La modélisation des consommateurs est réalisée par leurs caractéristiques de charge, représentant les fonctions :

$$\text{(A.2.4)} \quad P_{ci}=P_{ci}(V_i),\ Q_{ci}=Q_{ci}(V_i),\ (i \in N_g)\ ;\ P_{cm}=P_{cm}(V_m),\ Q_{cm}=Q_{cm}(V_m),\ (m \in N_c),$$

pour lesquelles on calcule, dans le régime de référence, les coefficients :

$$\text{(A.2.5)} \quad k_{Pi}=\partial P_{ci}/\partial V_i,\ k_{Qi}=\partial Q_{ci}/\partial V_i,\ (i \in N_g)\ ;\ k_{Pm}=\partial P_{cm}/\partial V_m,\ k_{Qm}=\partial Q_{cm}/\partial V_m,\ (m \in N_c).$$

Étant donné que le fonctionnement normal du réseau se déroule en présence des diverses perturbations réelles, concernant surtout les variations de la charge, on a considéré celles-ci par des petites perturbations en échelon sur les puissances consommées aux noeuds : δP_i, δQ_i $(i \in N_g)$; δP_m, δQ_m, $(m \in N_c)$, rangées en vecteurs colonnes, tels que :

$$\text{(A.2.6)} \quad \begin{cases} [\delta P_g]=[\delta P_1, \delta P_2, ..., \delta P_g]^T, \quad [\delta Q_g]=[\delta Q_1, \delta Q_2, ..., \delta Q_g]^T, \\ [\delta P_c]=[\delta P_{g+1}, \delta P_{g+2}, ..., \delta P_n]^T, \quad [\delta Q_c]=[\delta Q_{g+1}, \delta Q_{g+2}, ..., \delta Q_n]^T. \end{cases}$$

Reçue le 27 novembre 1986

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Lee E.B., Marcus L., *Foundations of Optimal Control Theory*. J. Wiley, N.Y., 1967.
2. Yu Y.N., Moussa H.A.M., *Optimal Stabilizations of a Multimachine System*. IEEE Trans. on PAS, **91**, 3, 1 174—1 182 (1972).
3. Potolea E., *Calculul regimurilor de funcționare ale sistemelor electroenergetice*. Ed. Tehn., Buc., 1977.
4. Строев В. А. *Математические описания электроэнергетических систем в исследованиях статической устойчивости*. Электричество, *10*, 1—7 (1984).
5. Совалов С.А., Баринов В. А., *Использование линеаризованных математических моделей для анализа и управления режимами электроэнергетических систем*. Электричество, *4*, 1—10 (1985).
6. Alexandrescu V., *Possibilités d'utilisation des modèles d'ordre réduit dans le problème de la commande optimale de l'excitation du générateur synchrone*. Bul. Inst. Polyt., Jassy, **XXXII** (**XXXVI**), *1—4*, s. III, 86—93 (1986).
7. Alexandrescu V., *Contribuții la studiul sintezei circuitelor de comandă optimală — aplicații în electroenergetică*. Thèse de doctorat, Inst. Polyt., Jassy, 1985.

MODEL DE STARE LINIARIZAT PENTRU STUDIUL STABILIZĂRII OPTIMALE A SISTEMELOR ELECTROENERGETICE

(Rezumat)

Se prezintă un model de stare pentru un sistem electroenergetic complex, util în studiul stabilizării optimale la mici perturbații. Modelul include efectul micilor perturbații reale, de tip treaptă, caracteristice funcționării în regimuri normale.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI
ELECTROTEHNICĂ.

C.D. 621.318.72

MÉTHODE OPTIMALE DE CALCUL D'UNE INSTALLATION DE FILTRAGE—COMPENSATION

PAR

HUGO ROSMAN et GH. SAVIN

1. Introduction

Les récepteurs industriels déformants (par ex. les convertisseurs, les dispositifs de commande à thyristeurs, les arcs électriques, etc.) introduisent dans le réseau d'alimentation des harmoniques de courant dont la présence est accompagnée par des effets indésirables, en contribuant à la diminution de la qualité de l'énergie. Pour éliminer ou au moins pour limiter ces harmoniques on utilise des filtres d'absorbtion accordés aux fréquences des harmoniques. Dans la littérature de spécialité on trouve nombre de points de vue concernant le problème du dimensionnement de ces filtres [1]. Un de ces points de vue, préconisé par E.W. Kimbark [2], est basé sur le principe du *coût minimum* du filtre de fréquence.

D'une façon usuelle les condensateurs des filtres de fréquence contribuent, partiellement, à la compensation de la puissance réactive, à coté de la batterie de condensateurs, connectée, dans ce but, directement, au réseau d'alimentation.

Dans ce qui suit on poursuit d'abord à introduire quelques corrections aux résultats obtenus par Kimbark (*op. cit.*) et puis à élaborer une méthode de calcul d'une installation de filtrage—compensation (IFC), basée sur le principe du coût minimum de l'installation toute entière, qui englobe, à côté des filtres et la batterie de condensateurs.

2. Correction des résultats établis par Kimbark

On considère le schéma monofilaire représenté dans la Fig. 1, où : R_D représente le récepteur déformant, F_k — le filtre de fréquence accordé sur l'harmonique de rang k et B_c — la batterie de condensateurs connectée directement au réseau. Soit C_{F_k} la capacité de ce filtre : la puissance réactive fournie par le condensateur du filtre est [1]:

$$Q_{C_{F_k}} = a_k^2 \omega C_{F_k} U_1^2 + \frac{I_k^2}{k\omega C_{F_k}} = Q_{C_{F_{k1}}} + \frac{a_k^2 U_1^2 I_k^2}{k Q_{C_{F_{k1}}}}, \tag{1}$$

où : U_1 représente la valeur efficace de la fondamentale de la tension de phase,

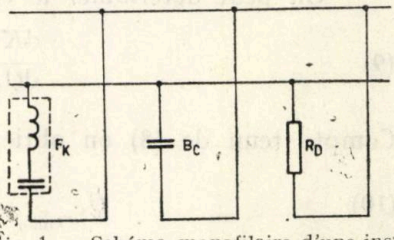


Fig. 1. — Schéma monofilaire d'une installation de filtrage — compensation constituée par un filtre d'absorbtion (F_k) et une batterie de condensateurs (B_C) connectée directement au réseau ; R_D — récepteur déformant.

I_k — la valeur efficace de l'harmonique de rang k du courant de phase, $Q_{C_{F_{k1}}} = a_k^2 \omega C_{F_k} U_1^2$ — la puissance réactive fournie par les condensateurs du filtre à la fréquence fondamentale et

$$a_k = \frac{k^2}{k^2 - 1}. \tag{2}$$

La puissance réactive absorbée par la bobine du filtre est :

$$Q_{L_{F_k}} = \frac{U_{L_{F_{k1}}}^2}{\omega L_{F_k}} + k\omega L_{F_k} I_k^2, \tag{3}$$

où $U_{L_{F_{k1}}} = (a_k - 1)U_1 = U_1/(k^2 - 1)$ représente la fondamentale de la tension de phase aux bornes de la bobine du filtre et L_k — l'inductivité de celui-ci. Compte tenu que le filtre est accordé à la fréquence kf,

$$k^2 \omega^2 L_{F_k} C_{F_k} = 1, \tag{4}$$

on obtient :

$$Q_{L_{F_k}} = \frac{Q_{C_{F_{k1}}}}{k^2} + \frac{k^3}{(k^2-1)^2} \cdot \frac{U_1^2 I_k^2}{Q_{C_{F_{k1}}}}. \tag{5}$$

Si l'on note par K_C et K_L les coûts spécifiques [lei/KVAr] du condensateur et, respectivement, de la bobine du filtre, le coût total de celui-ci est

$$K_{F_k} = K_C Q_{C_{F_k}} + K_L Q_{L_{F_k}}, \tag{6}$$

ou, si l'on tient compte de (1) et (5) :

$$K_{F_k} = A Q_{C_{F_{k1}}} + \frac{B}{Q_{C_{F_{k1}}}}, \tag{7}$$

avec

$$A = K_C + \frac{K_L}{k^2}, \qquad B = \frac{k^3}{(k^2-1)^2} U_1^2 I_k^2 (K_C + K_L). \tag{8}$$

On peut déterminer le coût minimum du filtre en annulant la dérivée :

$$\frac{dK_{F_k}}{dQ_{C_{F_{k1}}}} = A - \frac{B}{Q_{C_{F_{k1}}}^2}. \tag{9}$$

Compte tenu de (8) on obtient :

$$Q_{C_{F_{k1}\min}} = a_k U_1 I_k \sqrt{\frac{k(K_C + K_L)}{k^2 K_C + K_L}} \tag{10}$$

et par conséquent

$$C_{F_{k\min}} = \frac{Q_{C_{F_{k1}\min}}}{a_k^2 \omega U_1^2} = \frac{I_k}{a_k \omega U_1} \sqrt{\frac{k(K_C + K_L)}{k^2 K_C + K_L}}. \tag{11}$$

Pour le coût minimum du filtre on obtient l'expression :

$$K_{F_k\min} = 2\sqrt{AB} = \frac{2\sqrt{k}}{k^2-1}\, U_1 I_k \sqrt{(k^2K_C+K_L)(K_C+K_L)}. \tag{12}$$

Il est intéressant à signaler que la valeur de la capacité qui corespond au coût minimum du filtre dépend seulement du rapport des coûts, K_C/K_L, et pas de chaque coût à part.

K i m b a r k (*op. cit.*) a établi les expressions approximatives suivantes :

$$Q^*_{C_{F_{k_1}\min}} = U_1 I_k \sqrt{\frac{k(K_C+K_L)}{k^2K_C+K_L}}, \quad C^*_{F_k\min} = \frac{1_k}{\omega U_1}\sqrt{\frac{k(K_C+K_L)}{k^2K_C+K_L}},$$
$$K^*_{F_k\min} = \frac{2}{k\sqrt{k}}\, U_1 I_k \sqrt{(k^2K_C+K_L)(K_C+K_L)}. \tag{13}$$

en considérant que, aux bornes du condensateur de chaque filtre est appliquée la tension de phase du réseau. Si l'on compare les relations (10) ... (12) avec les expressions correspondantes de (13) il résulte :

$$\frac{Q_{C_{F_{k_1}\min}}}{Q^*_{F_{k_1}\min}} = \frac{C_{F_k\min}}{C^*_{F_k\min}} = \frac{K_{F_k\min}}{K^*_{F_k\min}} = a_k. \tag{17}$$

Compte tenu de (2) et des valeurs de a_k pour les harmoniques canoniques ($k=5, 7, 11, 13$ ..., ; v. Tableau 1) on constate que l'erreur introduite par les relations de K i m b a r k est toujours par manque, en étant tout au plus de 4%, dans le cas du filtre accordé à la fréquence de l'harmonique $k=5$. Lorsqu'on utilise un filtre accordé à la fréquence de l'harmonique (anormale) $k=4$ [3], alors $a_k=1{,}066$ et l'erreur introduite par les relations établies par K i m b a r k atteint 6,6%.

Si outre le filtre accordé à la fréquence kf il y a encore un deuxième filtre, accordé à la fréquence lf, la capacité de celui-ci, dans le cas du coût minimum du filtre, est :

$$C_{F_l\min} = \frac{I_l}{a_k\omega U_1}\sqrt{\frac{l(K_C+K_L)}{l^2K_C+K_L}}. \tag{15}$$

Tableau 1

k	5	7	11	13
Q_k	1,04	1,02	1,01	1,006

En effectuant le rapport des expressions (11) et (15) on obtient :

$$\frac{C_{F_k\min}}{C_{F_l\min}} = \frac{a_l}{a_k}\cdot\frac{I_k}{I_l}\sqrt{\frac{l^2(K_C/K_L+1)}{k^2(K_C/K_L+1)}}\sqrt{\frac{k}{l}}. \tag{16}$$

Puisque $K_C/K_L \approx 1/2$ [2] il résulte que $l^2(K_C/L_L) \gg 1$, $k^2(K_C/K_L) \gg 1$ de sorte que

$$\frac{C_{F_k\min}}{C_{F_l\min}} = \frac{a_l}{a_k}\cdot\frac{I_k}{I_l}\sqrt{\frac{l}{k}}. \tag{17}$$

Dans le cas idéal lorsque les courants sont rectangulaires

(18) $$I_k=\frac{I_1}{k},\ I_l=\frac{I_1}{l}$$

et si l'on admet, avec une approximation satisfaisante, $a_k \approx a_l$, on obtient

(19) $$\frac{C_{F_k\min}}{C_{F_l\min}}=\left(\frac{l}{k}\right)^{3/2}.$$

On peut considérer cette relation comme un critère de répartition des condensateurs par rapport aux filtres afin d'obtenir un coût minimum de ceux-ci. Il est intéresant à observer que ce critère coïncide avec celui établi dans [1] concernant la répartition des condensateurs des filtres de sorte que les capacités de ceux-ci soient minima (respectivement les pertes spécifiques dans leurs diélectriques soient minima).

3. Calcul du coût minimum de l'IFC

Si l'on tient compte, en même temps et de la batterie de condensateurs utilisée pour compenser la puissance réactive et connectée directement aux barres du réseau, on peut évaluer le coût de l'IFC à l'aide de l'expression :

(20) $$K_{IFC}=K_C(Q-Q_{C_{F_{k1}}}+Q_{L_{F_{k1}}})+K_{F_k}=$$
$$=K_C\left(Q-Q_{C_{F_{k1}}}+\frac{Q_{C_{F_{k1}}}}{k^2}\right)+K_{F_k},$$

où Q représente la puissance réactive totale nécessaire à être compensée. Lors de l'utilisation d'un filtre de coût minimum la relation (20) devient :

(21) $$K_{IFC,F_k\min}=K_C\left(Q-\frac{k^2-1}{k^2}Q_{C_{F_{k1}\min}}\right)+K_{F_k\min}.$$

Compte tenu de (10) et (12) on peut écrire l'expression (21) sous la forme

(22) $$K_{IFC,F_k\min}=K_CQ+\frac{\sqrt{k}}{k^2-1}U_1I_k\sqrt{\frac{K_C+K_L}{k^2K_C+K_L}}[(k^2+1)(K_C+2K_L)],$$

Il est bien possible à dimensionner tant le filtre F_k que la batterie de condensateurs B_C de telle façon que le coût intégral de l'IFC soit minimum. Dans ce but on substitue dans (20) le coût du filtre, K_{F_k}, par l'expression (7), en obtenant :

(23) $$K_{IFC}=A'Q_{C_{F_{k1}}}+\frac{B'}{Q_{C_{F_{k1}}}}+D,$$

où

(24) $$A'=\frac{K_L+K_C}{k^2},\ B'=B=\frac{k^2}{(k^2-1)^2}U_1^2I_k^2(K_L+K_C),\ D=K_CQ.$$

Il résulte que pour une valeur imposée, Q, de la puissance réactive nécessaire à être compensée et pour un certain rang, k, de l'harmonique qu'on doit filtrer, le coût de l'IFC (K_{IFC}) est fonction seulement de la puissance réactive ($Q_{C_{F_{k1}}}$) fournie par le condensateur du filtre à la fréquence fondamentale, $K_{IFC} = K_{IFC}(Q_{C_{F_{k1}}})$. Pour déterminer les conditions dans lesquelles le coût de l'IFC est minimum on annule la dérivée :

$$\frac{dK_{IFC}}{dQ_{C_{F_{k1}}}} = A' - \frac{B'}{Q^2_{C_{F_{k1}}}}, \tag{25}$$

en obtenant

$$Q'_{C_{F_{k1}\min}} = \sqrt{\frac{B'}{A'}} = \frac{k^2\sqrt{k}}{k^2-1} U_1 I_k, \tag{26}$$

de telle sorte que le coût minimum de l'IFC résulte :

$$K_{IFC_{\min}} = 2\sqrt{A'B'} + D = \frac{2\sqrt{k}}{k^2-1}(K_L + K_c) U_1 I_k + K_c Q. \tag{27}$$

Toutefois

$$C'_{F_{k\min}} = \frac{Q'_{C_{F_{k1}\min}}}{a_k^2 \omega U_1^2} = \frac{k^2-1}{k\sqrt{k}} \cdot \frac{I_k}{\omega U_1}. \tag{28}$$

On peut obtenir l'inductivité du filtre à partir de la relation d'accord (4), à savoir :

$$L'_{F_{k\min}} = \frac{1}{k^2 \omega^2 C'_{F_{k\min}}} = \frac{U_1}{\sqrt{k}(k^2-1)\omega I_k}. \tag{29}$$

La puissance réactive fournie par la batterie de condensateurs résulte, dans ce cas :

$$Q_{BC} = Q - Q'_{C_{F_{k\min}}} + Q'_{L_{F_{k\min}}} = Q - Q'_{C_{F_{k\min}}} + \frac{Q'_{C_{F_{k\min}}}}{k^2} = Q - \sqrt{k} U_1 I_k. \tag{30}$$

Les normes internationales limitent la surcharge des condensateurs en régime permanent aux valeurs ci-dessous :

$$U \leqslant (1 \ldots 1{,}1) U_n, \quad I \leqslant (1{,}3 \ldots 1{,}8) I_n, \quad Q \leqslant (1 \ldots 1{,}35) Q_n, \tag{31}$$

où U_n, I_n, Q_n représentent les valeurs nominales de la tension, du courant et de la puissance réactive du condensateur.

Il est nécessaire à vérifier si la valeur résultée par calcul de la capacité d'un filtre appartenant à une IFC de coût minimum satisfait aux conditions (31). Dans ce but on utilise les relations :

$$U_{C_{F_k}} = \sqrt{a_k^2 U_1^2 + \frac{1}{k^2} X^2_{C_{F_k}} I_k^2}, \quad I_{C_{F_k}} = \sqrt{\frac{a_k^2 U_1^2}{X^2_{C_{F_k}}} + I_k^2},$$

$$Q_{C_{F_k}} = \frac{a_k^2 U_1^2}{X_{C_{F_k}}} + \frac{1}{k} X_{C_{F_k}} I_k^2, \tag{32}$$

avec : $U_{C_{Fk}}$ — la tension aux bornes du condensateur du filtre accordé à la fréquence de l'harmonique de rang k, $I_{C_{Fk}}$ — le courant et $Q_{C_{Fk}}$ — la puissance réactive fournie par le même condensateur et $X_{C_{Fk}}=1/\omega C'_{F\min}$ — la réactance à la fréquence fondamentale du condensateur respectif. Compte tenu de (28) on obtient

$$U_{C_{Fk}}=\frac{\sqrt{k(k^3+1)}}{k^2-1}U_1,\quad I_{C_{Fk}}=\sqrt{k+1}\,I_k,\quad Q_{C_{Fk}}=\frac{\sqrt{k(k^2+1)}}{k^2-1}U_1I_k, \tag{33}$$

les valeurs qui correspondent aux harmoniques canoniques en étant contenues dans le Tableau 2. On constate que la surtension qui se produit aux bornes du condensateur du filtre est située sous la limite admissible. Quant aux surcharges en courant et en puissance réactive il est nécessaire à observer que celles-ci ne dépassent pas les limites recommandées, surtout pour des niveaux relativement bas des harmoniques de rang supérieur.

Tableau 2

k	$U_{C_{Fk}}$	$\frac{I_{C_{Fk}}}{I_k}$	$\frac{Q_{C_{Fk}}}{U_1I_k}$
5	1,046	5,1	2,34
7	1,023	7,07	2,76
11	1,009	11,05	3,38
13	1,006	13,03	3,65

Évidemment, les filtres ainsi calculés doivent être soumis à une vérification supplémentaire à la résonance de courants [1].

Il est intéressant à observer que tant les paramètres du filtre que la capacité de la batterie de condensateurs ne dépendent pas, en ce cas, des coûts spécifiques, K_C et K_L, des condensateurs et des bobines. En même temps les rapports

$$\frac{C'_{Fk\min}}{C_{Fk\min}}=\frac{L_{Fk\min}}{L'_{Fk\min}}=k\sqrt{\frac{K_C+K_L}{k^2K_C+K_L}} \tag{34}$$

ne dépendent pas que du rang, k, de l'harmonique filtrée et du rapport des coûts spécifiques, K_C et K_L.

En réalisant une IFC de coût minimum, constituée par un filtre accordé à la fréquence de l'harmonique de rang k et une baterie de condensateurs, on obtient une économie par rapport à la même installation calculée de telle sorte que le filtre soit de coût minimum, donnée par la relation :

$$\Delta K_{\text{IFC}}=K_{\text{IFC},Fk_{\min}}-K_{\text{IFC}\min}=$$
$$=\frac{\sqrt{k}}{k^2-1}U_1I_k\sqrt{K_C+K_L}\left(\sqrt{k^2K_C+K_L}+\frac{K_C}{\sqrt{k^2K_C+K_L}}-2\sqrt{K_C+K_L}\right). \tag{35}$$

Cette économie ne dépend pas de la puissance réactive, Q, qui doit être compensée.

Les conclusions établies ci-dessus permettent à élaborer une méthode optimale de calcul d'une IFC qui contient plusieurs filtres accordés aux fréquences canoniques (k=5, 7, 11, 13, ...) ou noncanoniques ainsi qu'une batterie de condensateurs (Fig. 2), le critère de base en étant représenté par le *coût minimum* de l'installation. Le IFC sera de coût minimum si les ensembles constitués par chaque filtre et une quota déterminée de la baterie de condensateurs seront, chacun de son côté, de coût minimum.

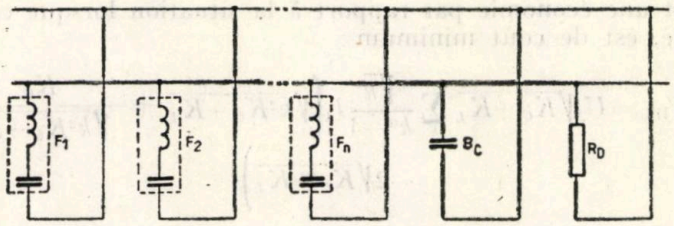


Fig. 2. — Schéma monofilaire d'une installation de filtrage—compensation constituée par n filtres d'absorbtion (F_1, F_2, ..., F_n) et une batterie de condensateurs (B_C) connectée directement au réseau; R_D — récepteur déformant.

Si l'on admet qu'un second filtre est accordé à la fréquence de l'harmonique de rang l, la capacité de coût minimum de celui-ci est donnée par (28), à savoir :

$$C'_{Fl\min} = \frac{l^2-1}{l\sqrt{l}} \cdot \frac{I_l}{\omega U_1}. \tag{36}$$

Le rapport des relations (28) et (36) conduit à

$$\frac{C'_{Fk\min}}{C'_{Fl\min}} = \frac{k^2-1}{l^2-1} \cdot \frac{l\sqrt{l}}{k\sqrt{k}} \cdot \frac{I_k}{I_l}. \tag{37}$$

Dans le cas idéalisé lorsque les courants sont rectangulaires et donc les relations (18) sont satisfaites, l'expression (37) devient :

$$\frac{C'_{Fk\min}}{C'_{Fl\min}} = \frac{k^2-1}{k^2} \cdot \frac{l^2}{l^2-1} \sqrt{\frac{l}{k}} = \frac{a_k^2}{a_l^2} \sqrt{\frac{l}{k}}. \tag{38}$$

On peut considérer cette relation en tant que critère de repartition des capacités des condensateurs des filtres par rapport au coût minimum de l'IFC. Ce critère peut être ajouté à ceux établis dans [1].

Si l'on admet $a_k \approx a_l$ la relation (38) prend la forme simplifiée :

$$\frac{C'_{Fk\min}}{C'_{Fl\min}} = \sqrt{\frac{l}{k}}. \tag{39}$$

Il est intéressant à signaler que le critère (37) de repartition des condensateurs des filtres ainsi que celui simplifié (39), coïncident avec ceux qui correspondent à l'optimum économique de la bobine du filtre [4], dans le sens que la puissance apparente S_k de celle-ci soit minimum.

Quant au dimensionnement de l'IFC, les capacités des condensateurs et les inductivités des bobines des filtres seront déterminées à l'aide des relations (28), respectivement (29), la puissance réactive de la batterie de condensateurs connectée directement au réseau en étant :

$$Q_{B_C} = Q - U_1 \sum_k U_k I_k. \tag{40}$$

Le coût (minimum) de l'IFC est, dans ce cas :

$$K_{\text{IFC}\min} = K_C Q + 2(K_L + K_C) U_1 \sum_k \frac{\sqrt{k}}{k^2-1} I_k, \tag{41}$$

en réalisant une économie par rapport à la situation lorsque chaque filtre de son côté, est de coût minimum :

$$\Delta K_{IFC} = U_1\sqrt{K_C + K_L}\sum_k \frac{\sqrt{k}}{k^2-1} I_k\left(\sqrt{k^2K_C + K_L} + \frac{K_C}{\sqrt{k^2K_C + K_L}} - 2\sqrt{K_C + K_L}\right). \tag{42}$$

4. Conclusions

1. On effectue une correction des résultats établis par K i m b a r k concernant le calcul des filtres de coût minimum.

2. On propose une méthode optimale de calcul d'une installation de filtrage—compensation, qui contient un certain nombre de filtres et une batterie de condensateurs connectée directement au réseau, basée sur la condition que le coût de l'installation soit minimum.

3. On établit, dans ce cas, les relations qui permettent à calculer les paramètres de l'installation, à savoir : les capacités des condensateurs et les inductivités des bobines des filtres, ainsi que la puissance réactive de la batterie de condensateurs connectée directement au réseau.

4. On évalue le prix de revient minimum de l'installation et l'économie réalisée par rapport à la situation lorsque les filtres sont, chacun de son côté, de coût minimum.

Reçue le 4 janvier 1986

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Electrotechnique, Mesures et Machines électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. S a v i n G., R o s m a n H., *Dimensionnement d'une installation de filtrage — compensation pour des charges déformantes de grande puissance.* Bull. ASE/UCS, **73**, *1*, 9—14 (1982).
2. K i m b a r k E.W., *Direct Current Transmission.* Vol. **I**, N.Y./London/Sydney/Toronto, Wiley-Interscience, 1971.
3. S t e e p e r D.E., S t r a t f o r d R.P., *Reactive Compensation and Harmonic Suppression for Industrial Power Systems using Thyristor Converters.* IEEE Trans., **IA12**, *3*, 232—254 (1976).
4. B ă l ă C. V., *Dimensionarea filtrelor rezonante pentru receptoarele de putere inductive și deformante.* Electrotehnica, **12**, *6*, 205—213 (1964).

METODĂ OPTIMALĂ DE CALCUL A UNEI INSTALAȚII DE FILTRARE—COMPENSARE

(Rezumat)

Se propune o metodă optimală de calcul a unei instalații de filtrare—compensare, constituită dintr-un anumit număr de filtre de absorbție acordate pe diferite frecvențe canonice și o baterie de condensatoare conectată direct la rețea. Metoda propusă se bazează pe condiția ca prețul de cost al instalației să fie minim.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.315.051

LA CONSIDÉRATION DES RESTRICTIONS DANS L'OPTIMISATION DES SOURCES RÉACTIVES DANS LES RÉSEAUX À HAUTE TENSION

PAR

GH. CÂRȚINĂ

1. Introduction

La diminution de la circulation des puissances réactives par les éléments du réseau électrique constitue une méthode de base pour la réduction des pertes de puissance active, vue la contribution du transit réactif aux pertes totales.

Le modèle d'optimisation contient outre la fonction objectif (les pertes de puissance active), de différentes restrictions. Compte tenu que l'introduction des celles-ci directement dans le processus d'optimisation est difficile, assez souvent on effectue la vérification des restrictions à chaque itération. Mais la considération des restrictions de telle manière se traduit par la diminution de l'exactitude de la méthode d'optimisation et par l'augmentation des puissances de compensation, surtout pour les réseaux très déficitaires ou excédentaires en réactif.

Pour éviter ces inconvénients il est préférable, dans l'application itérative de la méthode du gradient conjugué, d'ignorer les bornes sur les variables indépendantes pendant le processus d'optimisation. Uniquement la solution finale doit vérifier les bornes respectives. Les puissances réactives des centrales sont aussi des variables d'optimisation.

2. Modèle mathématique

Comme il est connu [1], [2], dans un réseau électrique avec $n+1$ noeuds, le noeud $n+1=N$ étant le noeud d'équilibre, les pertes de puissance active ont pour expression

$$\Delta P(P, Q, V_e) = \sum_{i=1}^{n}\sum_{k=1}^{n}\frac{1}{V_i V_k}\Big[(P_i P_k + Q_i Q_k) R_{ik}\cos\delta_{ik} + \tag{1}$$

$$+ (Q_i P_k - P_i Q_k) R_{ik}\sin\delta_{ik}\Big] + V_e\sum_{i=1}^{n}\frac{C_{ei}}{V_i}(P_i\sin\delta_i - Q_i\cos\delta_i) + G_e V_e^2.$$

Dans le cas de la minimisation des pertes de puissance active en fonction des puissances réactives dans les noeuds du réseau, le modèle mathématique est le suivant :

(2) $$F=\min \Delta P(Q)=\min(Q^TCQ+Q^TD+K),$$

(3) $$\sum_{i=1}^{N} P_i+\Delta P=0,\ P_i=\mathcal{R}e\left(V_i\sum_{k=1}^{N} Y_{ik}^{*}V_k^{*}\right),$$

(4) $$\sum_{i}^{N} Q_i+\Delta Q=0,\ Q_i=\mathcal{I}m\left(V_i\sum_{k=1}^{N} Y_{ik}^{*}V_k^{*}\right),\ (i=\overline{1,N});$$

(5) $Q_i\geqslant Q_i^{\min}$, (6) $Q_i\leqslant Q_i^{\max}$, (7) $V_i\geqslant V_i^{\min}$, (8) $V_i\leqslant V_i^{\max}$, $(i=\overline{1,n}$;

(9) $$\sum_{i=1}^{n} Q_i\leqslant Q_{\text{imp}},\qquad (10)\qquad \mu\geqslant \mu_{\min},\ [\text{KW/MVAr}].$$

Les contraintes égalité production—consommation (3), (4), doivent être respectées rigoureusement en régime permanent pour éviter un état de charge partielle. Le respect des contraintes de tension (7), (8) est d'une grande importance pour la sécurité d'exploitation et du matériel. Une violation de la limite supérieure, que l'on observe parfois en faible charge, peut constituer un danger pour l'isolation du matériel. Les tensions trop basses nuisent à l'exploitation rationnelle du réseau.

La relation (9) est issue du bilan réactif pour le réseau. La restriction (10) représente le critère technico-économique considéré dans la phase de mise en projet. À partir du coût d'installation des sources réactives et de la durée de récupération on trouve l'efficacité limite de la compensation, exprimée dans les économies des pertes de puissance active pour un MVAr installé ($\mu_{\min}$, [KW/MVAr]). Le respect des restriction (9) et (10) dans le processus d'optimisation ne constitue pas un problème difficile. Les contraintes (5) et (6) représentent les bornes sur les variables indépendantes et elles peuvent influencer l'exactitude de la méthode d'optimisation.

3. La méthode du gradient conjugué

La fonction objectif (2) étant quadratique, la méthode du gradient conjugué fournit de très bons résultats dans l'optimisation de la production des puissances réactives. L'algorithme respectif réside dans la détermination d'un point :

(11) $$Q^{(k+1)}=Q^{(k)}+\alpha^{(k)}h^{(k)},\ (k=0,\ 1,\ 2,\ \ldots),$$

sur une direction

(12) $$h^{(k)}=-g^{(k)}+\beta^{(k)}h^{(k-1)},\ (k=1,\ 2,\ \ldots),\qquad (13)\quad h^{(0)}=-g^{(0)},$$

où la profoundeur de déplacement est

(14) $$\alpha^{(k)}=-\frac{(g^{(k)},\ h^{(k)})}{(h^{(k)},\ Ch^{(k)})},$$

et le coefficient $\beta^{(k)}$ est déterminé à partir de la condition que les directions de déplacement soient conjuguées :

(15) $$\beta^{(k)}=\frac{(g^{(k)},\ g^{(k)})}{(g^{(k-1)},\ g^{(k-1)})}.$$

Le critère d'arrêt du programme est soit la norme du gradient, soit μ_{min}, soit Q_{imp}, etc. Le programme de calcul utilise comme données d'entrée : a) les puissances actives et réactives dans les noeuds du réseau ; b) la tension du noeud d'équilibre ; c) les paramètres du réseau (des lignes, transformateurs, etc.) ; d) les valeurs des paramètres qui interviennent dans les contraintes du modèle.

Le programme fournit : a) les pertes de puissance dans le régime optimal de fonctionnement ; b) les puissances réactives, les tensions et leurs arguments dans le régime optimal ; c) les puissances de compensation aux noeuds du réseau et la somme de celles-ci, d) les valeurs des différents indicateurs économiques, etc.

Les restrictions (3) ... (10) sont vérifiées à chaque itération d'optimisation.

Si les restrictions (3) ... (10) sont linéaires il est possible de modifier les relations (12), (13), (15) [4], à savoir :

$$(12') \qquad h^{(k)} = -(I-P)g^{(k)} + \beta^{(k)} h^{(k-1)}, \qquad (13') \quad h^{(0)} = -(I-P)g^{(0)},$$

$$(15') \qquad \beta^{(k)} = \frac{((I-P)g^{(k)}, (I-P)g^{(k)})}{((I-P)g^{(k-1)}, (I-P)g^{(k-1)})},$$

où

$$(16) \qquad P = A_r^T (A_r A_r^T) A_r$$

et A_r est la sousmatrice des vecteurs linéaires indépendants de la matrice A des restrictions, $AQ=0$ et I — la matrice unité. Ainsi les restrictions sont considérés directement dans le processus itératif d'optimisation. Mais les applications pratiques ont mis en évidence d'importantes difficultés dans le processus de calcul avec les relations (12'), (13'), (15'). Plus encore, dans le cas d'optimisation de la production des puissances réactives les restrictions ne peuvent pas être mises sous la forme linéaire.

En principe, si les restrictions (3), (4) doivent être vérifiées à chaque itération, la solution optimale doit vérifier les restrictions (3) ... (10). On se propose d'analyser l'influence des restrictions (5), (6) exercée sur le processus d'optimisation et si ces restrictions peuvent être rémplacées par d'autres conditions plus faciles à considérer dans le processus de calcul.

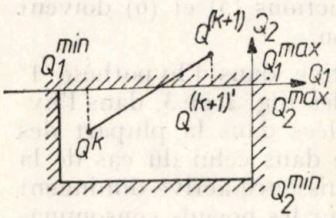


Fig. 1. — Les bornes sur les variables indépendantes.

Dans la Fig. 1 on observe que dans le cas de la violation des bornes dans le processus d'optimisation, par l'intervention des restrictions (5) et (6), le point $Q^{(k+1)}$ devient $Q^{(k+1)'}$. Il est évident que tant la direction optimale que la profondeur optimale de déplacement ont été abandonées. Donc l'intervention des restrictions (5) et (6) se traduit par une diminution de l'exactitude de la méthode du gradient conjugué. Ce problème est important parce que la plupart des usagers disposent d'installations de compensation du $\cos\varphi$ et les puissances réactives demandées dans certains noeuds du réseau sont faibles. Plus encore, interviennent les apports capacitives des câbles à HT, qui provoquent des difficultés pour les régimes à faible charge. Dans ce cas il est possible que les bornes de réglage des puissances réactives,

Q_i^{min}, Q_i^{max}, soient assez proches. Le problème présente deux aspects: au niveau de la mise en projet et au niveau de l'exploitation. Dans le deuxième cas, μ_{min} n'intervient pas.

4. Les résultats du calcul

On considère un réseau à HT avec 26 noeuds, 900 km lignes à 110 kV, 3 autotransformateurs de 200 MVA (231/121 KV). Dans le réseau il y a une centrale qui fournit au noeud *1*, (69,4 +j38,5) MVA. Le noeud d'équilibre est *26*, avec V_e=231 KV. La méthode du gradient conjugué a été appliquée dans les hypothèses suivantes :

1°. Optimisation avec la vérification des restrictions (3) ... (10) à chaque itération; Q_1=38,5 MVAr=const.

2°. Optimisation avec la vérification des restrictions (3), (4) à chaque itération ; Q_1=38,5 MVAr=const.

3°. Q_1 est introduit dans les variables d'optimisation. Vérification à chaque itération des restrictions (3), (4) ; $Q_1^{(0)}$=38,5 MVAr.

4°. Idem 3°, mais $Q_1^{(0)}$=20 MVAr.

5°. Idem 3°, mais $Q_1^{(0)}$=10 MVAr.

Les résultats obtenus sont présentés dans le Tableau 1. Les variations des pertes actives et des puissances de compensation capacitive ($Q_{\Sigma C}$) et inductive ($Q_{\Sigma I}$) sont données dans les Fig. 2 et respectivement 3. Dans celles-ci on a noté la puissance de compensation par

$$Q_i^c = Q_i^* - Q_i^{(0)}, \quad (i=\overline{1, n}). \tag{17}$$

Avec la relation (17), (5) et (6) deviennent

$$Q_i^c \geq 0, \tag{5'}$$

$$Q_i^c \leq |Q_i^{(0)}|, \quad (i=\overline{2, n}). \tag{6'}$$

Q_i^* est la valeur optimale de la puissance réactive dans le noeud i, obtenue avec la méthode du gradient conjugué. La relation (5') implique une compensation effective et la relation (6') évite la transformation d'un noeud consommateur, dans le processus d'optimisation, dans un noeud source réactive pour le réseau.

La plus sévère de ces restrictions est (5') qui évite l'augmentation de la consommation inductive du réseau, $Q_{\Sigma I}$, dans le processus d'optimisation. En ce qui concerne la centrale *1*, les restrictions (5) et (6) doivent être respectées rigoureusement à chaque itération.

La diminution des pertes de puissance active dans l'hypothèse 1° est de 24%. Comme il en résulte du Tableau 1 et les Fig. 2 et 3, dans l'hypothèse 2°, les restrictions (5') et (6') ont été violées dans la plupart des noeuds, tant dans le processus d'optimisation que dans celui du cas de la solution finale. Dans l'hypothèse 2° les pertes de puissance active diminuent avec 1,13%, par rapport à l'hypothèse 1°, mais pour les noeuds consommateurs à faible charge réactive, surtout ceux qui se trouvent tout près de la centrale *1*, la charge réactive augmente et sur l'ensemble du réseau il en résulte une importante augmentation, $Q_{\Sigma I}$=−24,578 MVAr. Cette tendance diminue au fur et à mesure que la puissance réactive injectée dans le noeud *1* diminue (v. les hypothèses 3° et 4°). Dans le cas de l'hypothèse 4°, $Q_{\Sigma I}$ devient négligeable, donc la restriction (5') est vérifiée. La même chose se passe avec (6'), à l'exception des noeuds *21* et *24*. Les pertes de puis-

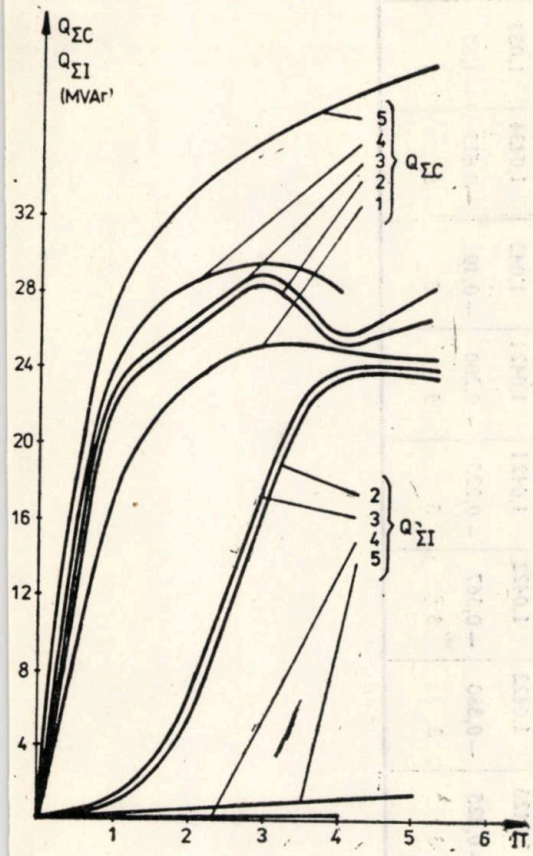


Fig. 2. — La variation des pertes de puissance active dans le processus d'optimisation.

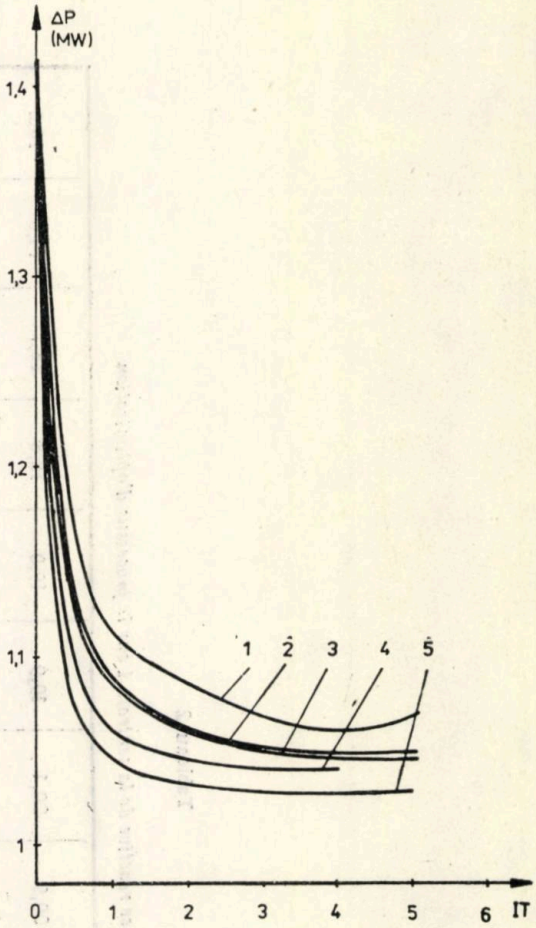


Fig. 3.— La variation des puissances de compensatio dans le processus d'optimisation.

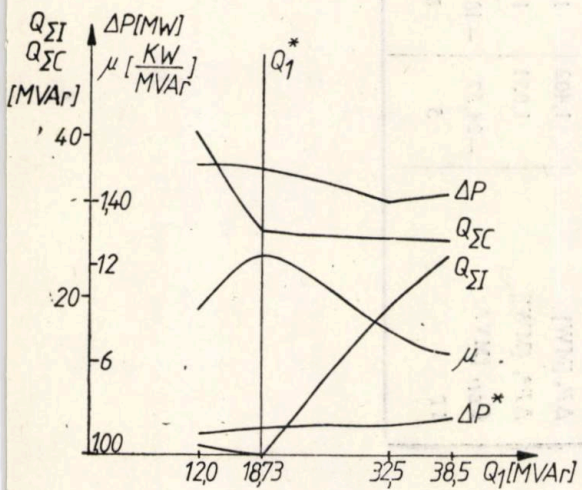


Fig. 4. — L'influence de la puissance réactive injectée par la centrale *1* sur les pertes de puissance active et sur les puissances de compensation.

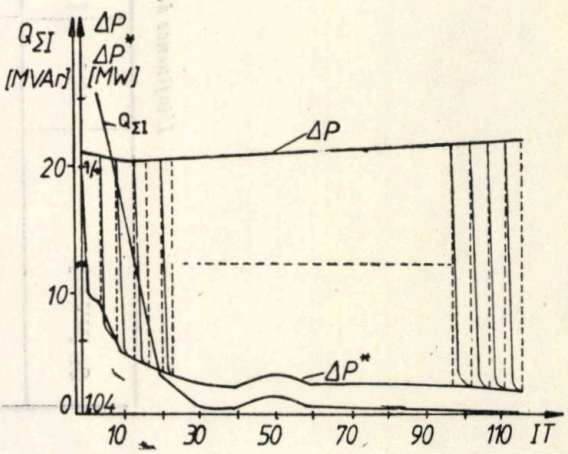


Fig. 5. — Le processus itératif d'optimisation avec la reinitialisation des variables Q_i, $(i=\overline{2,25})$.

Tableau 2

L'influence de la puissance réactive de la centrale 1 sur le processus d'optimisation

Q_1, [MVAr]	38,5	32,7	20,9	20,1	19,9	19,0	18,8	18,7	14,0	10,0
ΔP, [MW]	1,402	1,399	1,417	1,419	1,419	1,422	1,423	1,423	1,436	1,454
ΔP^*, [MW]	1,051	1,0446	1,0423	1,0422	1,0422	1,0421	1,0421	1,042	1,0434	1,033
$Q_{\Sigma I}$, [MVAr]	−24,57	−18,34	−0,425	−0,380	−0,367	−0,225	−0,200	−0,19	−0,615	−1,35
IT	5	5	3	3	3	3	3	3	5	5

Tableau 1

Les puissances de compensation dans différentes hypothèses

Noeud	$Q_i^{(0)}$ MVAr	La puissance de compensation, Q_i^C,[MVAr], dans les hypothèses: 1°	2°	3°	4°	5°	6°
1	38,5	38,5	38,5	32,769	19,819	12,029	18,73
2	−22,9	—	− 4,229	− 3,158	0,288	3,238	0,295
3	− 1,0	—	− 5,686	− 4,451	0,032	2,508	0,032
4	− 0,4	—	− 2,013	− 1,549	− 0,231	− 0,330	− 0,120
5	− 0,9	—	− 1,484	− 1,037	0,149	1,031	0,149
6	− 3,5	1,514	1,992	2,094	1,875	2,320	1,900
7	− 4,2	1,689	2,018	2,080	1,884	1,957	1,909
8	− 1,5	0,784	1,810	1,876	1,827	1,651	1,852
9	− 2,5	1,777	1,903	1,962	1,889	1,730	1,914
10	−10,5	7,628	7,654	7,387	5,375	8,074	5,475
11	− 3,0	1,127	0,997	1,090	1,436	0,545	1,436
12	− 1,7	0,905	1,346	1,371	1,110	1,274	1,110
13	− 5,4	0,003	0,331	0,356	0,162	0,698	0,162
14	− 1,5	—	− 0,487	− 0,382	0,018	− 0,080	0,018
15	—	—	− 0,396	− 0,220	0,118	0,348	0,118
16	− 1,5	—	− 0,324	− 0,085	0,226	0,894	0,226
17	—	—	− 0,493	− 0,21	0,219	0,944	0,219
18	− 2,1	—	− 1,001	− 0,634	0,221	1,314	0,221
19	− 0,1	—	− 0,715	− 0,580	0,418	− 0,764	0,418
20	− 1,1	1,1	0,144	0,263	0,501	− 0,183	0,501
21	− 0,6	0,6	2,671	2,678	3,072	2,423	3,172
22	− 8,0	6,477	5,302	5,178	4,041	5,414	4,141
23	—	—	− 0,986	− 0,621	0,218	1,280	0,218
24	− 0,8	0,800	1,152	1,209	3,544	0,638	3,544
25	—	—	− 6,761	− 5,416	− 0,136	2,105	− 0,070
$Q_{\Sigma C}$, [MVAr]		23,600	27,320	27,544	28,593	40,386	29,000
$Q_{\Sigma I}$, [MVAr]		—	−24,578	− 18,343	− 0,367	− 1,357	− 0,193
ΔP^*, [MW]		1,063	1,0515	1,0446	1,042	1,0338	1,042
IT, (Itérations)		4	5	5	3	5	116
μ, [KW/MVAr]		14,36	6,76	7,74	12,61	9,17	12,41

sance active dans l'hypothèse 4° diminuent avec 1,97% par rapport à l'hypothèse 2° et la solution optimale devient réalisable. Bien que dans les hypothèses 3° et 4° Q_1 fait partie des variables d'optimisation, la solution optimale dont on arrive n'est pas la même, parce que la matrice C (v. relation (2)) n'est pas positivement définie. C'est la raison pour laquelle la solution optimale dépend du point de départ, $Q_1^{(0)}$. Il en résulte que pour éviter l'intervention des restrictions (5') et (6') il est nécessaire de régler d'abord la puissance réactive injectée par la centrale *1*. Dans ce sens, dans le Tableau 2 et la Fig. 4, en fonction de Q_1, sont présentées les pertes de puissance active ΔP, les pertes de puissance active dans le régime optimal ΔP^* (après la compensation dans les noeuds du réseau), les puissances de compensation $Q_{\Sigma C}$ et $Q_{\Sigma I}$ et l'équivalent énergétique de la puissance réactive, μ.

On constate que l'influence de la puissance Q_1 exercée sur les pertes de puissance ΔP et ΔP^* est réduite, mais l'influence sur les valeurs de $Q_{\Sigma C}$ et

$Q_{\Sigma I}$ est assez grande. En considérant la valeur de $Q_{\Sigma C}$ et surtout celle de $Q_{\Sigma I}$, il est possible de trouver une valeur optimale Q_1^*. Dans notre cas, $Q_1^* = 18{,}73$ MVAr. En partant de $Q_1^{(0)} = Q_1^* = 18{,}73$ MVAr, la méthode du gradient conjugué, avec l'hypothèse 2°, nous donne Q_i^*, $(i=\overline{2,25})$, la solution optimale obtenue étant réalisable. Cette solution est tout près de la solution obtenue avec l'hypothèse 4°.

Au même résultat on arrive par l'application de l'hypothèse 3° et la reinitialisation des variables Q_i. Donc, en partant de $Q_i^{(0)}$, $(i=\overline{1,25})$, on arrive à un premier régime optimal : Q_i^*, $(i=\overline{1,25})$. Les variables indépendantes sont reinitialisées : $Q_1^{(0)}=Q_1^*$, $Q_i^{(0)}=Q_i^{(0)}$, $(i=\overline{2,25})$ (v. Fig. 5). La solution optimale est obtenue après un grand nombre de reinitialisations (environ 40) et un nombre total d'itérations de 116. Cette solution est présentée dans le Tableau 1, (v. l'hypothèse 6°).

5. Conclusions

La méthode du gradient conjugué s'avère assez efficace dans le problème d'optimisation des sources réactives dans les réseaux à haute tension. La vérification des restrictions (les bornes des variables indépendantes) à chaque itération d'optimisation se traduit par une diminution de l'exactitude de la méthode, (2%, environs). Cette diminution est d'autant plus grande que les puissances réactives des centrales sont plus éloignées de celles optimales. L'influence de ces puissances est encore plus grande sur les valeurs des puissances de compensation.

L'application itérative, avec reinitialisations, de la méthode du gradient conjugué sans restrictions assure, outre la minimisation des pertes de puissance active, le minimum des puissances de compensation. La vérification des restrictions est effectuée pour la solution optimale obtenue d'une telle manière.

Reçue le 24 septembre 1986

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Potolea E., *Calculul regimurilor de funcționare ale sistemelor electroenergetice*, Ed. Tehn., București, 1977.
2. Cârțină Gh., *Le calcul des pertes d'énergie dans les réseaux maillés*. Bull. ASE/UCS, **74**, *21*, 1 220—1 224 (1983).
3. Cârțină Gh., *Algoritm pentru optimizarea surselor reactive în rețelele IT folosind gradienții conjugați*. CNEE'84, Craiova, 13, 1—6 (1984).
4. Pshenichny B.N., Danilin Y.M., *Numerical Methods in Extremal Problems*. Mir Publishers, Moscow, 1982.

CONSIDERAREA RESTRICȚIILOR ÎN OPTIMIZAREA SURSELOR REACTIVE ÎN REȚELELE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

(Rezumat)

Plecînd de la algoritmul gradientului conjugat se propune o metodă iterativă de minimizare a pierderilor de putere reactivă în rețelele de înaltă tensiune cu considerarea restricțiilor tehnice și economice.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

GHEORGHE SAVIN

1923—1987

În ziua de 13 februarie 1987 s-a stins din viață, pe neașteptate și în deplinătatea forțelor sale creatoare, profesorul Gheorghe Savin, distins cadru didactic al Institutului politehnic din Iași.

S-a născut în Iași, la 26 aprilie 1923, în familia unui militar de profesie, fiind destinat încă din copilărie să îmbrățișeze cariera armelor. Proaspăt ofițer a participat la războiul antihitlerist, remarcîndu-se prin fapte de arme deosebite pentru care a primit înalte distincții. Odată cu instaurarea păcii a părăsit cadrele active ale forțelor armate și s-a înscris la Facultatea de electrotehnică a Politehnicii „Gheorghe Asachi" din Iași, ale cărei cursuri le-a absolvit cu distincție, patru ani mai tîrziu, în 1949. În toamna aceluiași an este numit preparator la disciplina de Măsuri electrice, devenind cadru didactic al facultății de electrotehnică, onorînd prin întreaga sa activitate corpul didactic al politehnicii ieșene, pînă în ultima clipă a vieții sale curmată timpuriu și brusc. A urcat toate treptele ierarhiei didactice ocupînd, pe rînd, funcțiile de asistent (1950), șef de lucrări (1962), conferențiar (1966) și profesor (1970), activînd inițial în cadrul laboratorului de Măsuri elec-

trice și apoi în cadrul celui de Bazele electrotehnicii. Pregătirea științifică și-a desăvîrșit-o sub conducerea profesorilor V. Petrescu și Gh. Vasiliu, ambii elevi ai academicianului Șt. Procopiu. Beneficiind de o temeinică pregătire științifică atît în domeniul Măsurilor electrice cît și al Bazelor electrotehnicii, profesorul Gheorghe Savin a acumulat un bagaj considerabil de cunoștințe pe care le-a valorificat în numeroase cercetări materializate în peste 60 de lucrări publicate în periodice de specialitate din țară și din străinătate. În prima perioadă a activității preocupările sale cu caracter științific s-au îndreptat spre un larg cerc de probleme de actualitate din domeniul Măsurilor electrice, susținîndu-și, în 1961, teza de doctorat purtînd titlul *Metodă pentru măsurarea inductanțelor și capacităților în regim permanent armonic și nearmonic prin defazarea curenților la 90°.*

Domeniul în care profesorul Gheorghe Savin și-a adus contribuțiile sale cele mai semnificative, și care a reprezentat, în ultimii douăzeci de ani, obiectivul de predilecție al cercetărilor sale, l-a constituit „Teoria circuitelor electrice neliniare și parametrice". Rodul cercetărilor sale s-a concretizat în comunicări prezentate la manifestări științifice naționale și internaționale, prin conducerea unor teze de doctorat avînd tematica orientată spre acest domeniu și înainte de toate prin publicarea, în anul 1973, a monografiei intitulată *Circuite electrice neliniare și parametrice,* o lucrare de pionerat, la acea dată, în țara noastră.

Spirit dinamic, novator, profesorul Gheorghe Savin a reușit să mobilizeze forțele creatoare ale colaboratorilor săi mai tineri, creînd, în cadrul facultății de electrotehnică ieșeană, o școală de circuite neliniare și parametrice, a cărei reputație a depășit granițele țării.

Profesorul Gheorghe Savin a fost, în același timp, un dascăl desăvîrșit, iubit de studenți și prețuit de colegi. Și-a dedicat, cu pasiune, cea mai mare parte a activității sale formării cadrelor de specialiști, din rîndul tinerei generații, avînd satisfacția de a fi contribuit timp de aproape patruzeci de ani la această nobilă misiune.

Prin decesul prematur al profesorului Gheorghe Savin, studenții au pierdut un profesor de elită, școala politehnică ieșeană — un cercetător de valoare, colegii — un prieten devotat, dar mai presus de toate, toți cei ce l-au cunoscut și prețuit au pierdut, prin stingerea sa din viață, un om înzestrat cu cele mai alese calități sufletești, îmbinînd în mod fericit corectitudinea cu indulgența, exigența cu bunătatea, probitatea cu bunăvoința.

H. Rosman

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVII), Fasc. 1—4, 1987
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

RECENZII

BOOK REVIEWS РЕЦЕНЗИИ

WIDROW B., STEARNS S. D., *Adaptive Processing.* Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1985.

The book is a basic text on adaptive signal processing. It is structured into 14 chapters grouped into 4 parts. The first two chapters representing part one of the book, *General Introduction*, have the objective of making the reader understand three basic things : what adaptation is, which the basic device used for adaptation and on what theoretical grounds adaptation is achieved. Part two of the book, *Theory of Adaptation with Stationary Signals*, is developped in chapters 3 to 5. The main objectives of this part is to introduce the mathematical properties of the performance surface under stationary signals, to present Newton's method and the method of steepest descent and to compare them ; in the 5-th chapter the effect on these two methods of a noisy gradient estimate is studied. This part of the book is the theoretical background for the next part : *Adaptive Algorithms and Structures* (chapters 6...8). The first chapter of this third part deals with the study of the least-mean-square algorithm. The next two chapters are to introduce other algorithms, some of them by means of frequency domain techniques and also the lattice structures used in adaptive systems. The last part of the book (having an extent a little larger than the first three parts together) deals with *Applications*. Its main objective is to show the way the theoretical considerations are put into practice in different areas. In these last six chapters the following basic configurations are presented : adaptive modelling, inverse modelling, adaptive interference canceling and adaptive prediction.

The book is written in a very clear and attractive style, the authors, well-known specialists in the field, presenting the material with high pedagogical skill. We recommend it to all readers interested in adaptive signal processing.

L. Goraş

WELCH S., *Signalling in Telecommunications Networks.* The Institution of Electrical Engineers, London and New York, Peter Peregrinus Ltd., Stevenage, U.K. and New York, 1979, 382 pp.

As it is known, in a telecommunication network, signalling systems, in connection with different switching systems to which they must be compatible, make the system function as a whole. The book is, to our knowledge, the first where different signalling techniques are presented and analysed together. It deals mainly different signalling telephone networks but the principles cover also other services as private networks and data networks, both in analogue and digital environements. The first chapters deal with signalling in customers' lines and in local exchange area junction networks, signalling for p.c.m. systems being dealt with when relevant. This means long distance d.c. and low frequency a.c. signalling, d.c., voice frequency, outband and interregister multi-

frequency, including the influence of transmission and switching on the signalling. The book concludes with the CCITT international signalling systems and their evolution. Thus the book provide telecommunication network designers, telecommunication engineers and university students with a comprehensive knowledge of signalling principles in the concept of a complete network.

L. Goraș

TAKAMURA S., KAWASHIMA H., NAKAJIMA H., *Software Design for Electronic Switching Systems.* The Institution of Electrical Engineers, London and New York, Peter Peregrinus Ltd., Stevenage, U.K. and New York, 1979, 263 pp.

The recent development of electronic switching systems in telecommunications is strongly connected to the need of a specialized flexible and efficient software. The book is dedicated to the description of the online and offline components required in switching systems with special reference to the Japanese D-10 switching system whose description is made in the first chapter. In the next chapter, an introduction to electronic switching systems programming is made. The next chapters deal with the detailed description of the different parts of the electronic switching systems programs as „the executive", the „call processing", input programs analysis and translation programs, task execution and output programs, fault processing, maintenance and administration programs and special service programming. The last three chapters of the book deal with the offline support programs required to generate and maintain the online software. All the techniques discussed in the book can be also applied to switching systems other than the D-10. This feature makes the book extremely interesting for any specialist in the field of electronic switching systems.

L. Goraș

YORKE R., *Electric Circuit Theory.* 2-nd Edition, Pergamon Press, Oxford—New York—Beijing—Frankfurt—Sao Paulo—Sydney—Tokyo—Toronto, 1986, XX + 393 pp.

This book is one of the book series *Applied Electricity and Electronics.* The aim of the author, Dr. R. Yorke, and of the general editor, P. Hammond, is to provide the beginner student in Electrical Engineering with a Circuit Theory text of modest complexity and length.

The course incorporates a number of features : physical understanding of circuit parameters, circuit response and circuit topology ; emphasis on physical processes rather than on abstract mathematics ; introducing to some of the relatively sophisticated concepts in Circuit Theory.

For further information, the title of each chapter will be presented : 1. Fields, Circuits and Circuit Parameters ; 2. The Natural and Forced Responses of Simple Circuits ; 3. The Sinusoidal Steady State ; 4. Circuit Analysis ; 5. Frequency Response of Networks ; 6. Polyphase Systems ; 7. 2-port Networks.

Every chapter contains a number of problems and exercises well chosen, oriented to provide students with additional material on mathematical techniques : the Laplace transform, phasor diagrams, the *s*-plane, the logarithmic plotting, etc., and to teach them more about the application of these techniques.

The subject matter and the examples make the text an excelent introductory course. The author do not hesitate to supply his personal opinion and the results of his experience as a university teacher in the present book.

Adr. Adăscăliței

BARANSON J., *Robots is Manufacturing, Key to International Competitiveness.* Lomond Publications, Inc., Mt. Airy, Maryland, 1983 (second printing, 1986), 152 pp.

Robots and robotization are at the threshold of very fundamental change in manufacturing, productivity, world and national economics, and industrial policy and management. In this respect the book represents a significant and authoritative analysis of the industrial and economic dynamics of robotization.

Part I, *Diagnosis and Prescription,* is divided into three chapters and represents an overview of the Parts II and III. It is concerned with the importance of automated manufacturing (1), the reasons that have caused the United States to fall behind other nations (2) and the measures to stem this decline in U.S. competitiveness (3).

Part II, *Country Studies,* also divided into three chapters, is designed to give a pertinent analysis of the government industrial policies, industry structures and corporate strategies, and industry demands and management characteristics in U.S.A. (4), Japan (5) and Europa (6).

Part III, *Company Profiles for Selected Automated Manufacturing Equipment and Systems Producers,* describes thirty-three producers in Japan, Western Europe and the United States. It provides a detailed analysis of the factors (in terms of user-demand, producer-supply and national economic environment) determining the robotization in different countries.

The book is primarily addressed to policymakers. It is written in a very clear and atractive style and represents a valuable documentary source for both economist and engineer.

M. Voicu

PIPPARD B. A., *Response and Stability, An Introduction to the Physical Theory.* Combridge University Press, Cambridge, London, New York, New Rochelle, Melbourne, Sydney, 1985 (reprinted 1986), X + 228 pp.

Divided in seven chapters the book presents the most important results concerning the response of systems in equilibrium to perturbing forces, and the physical theory underlying their behaviour. In this respect the titles of the chapters are very significant and transparent: The Harmonic Oscillator; Generalized Linear Systems and Stability Criteria; Response of Linear Systems; Periodically Driven Non-linear Systems; Elementary Types of Catastrophe; Phase Transitions; Broken Symmetry.

The most of the material included in the book consists of recent research results. The treatement is systemic and documentary and the style is deliberately prolix („which is the only way I can learn difficult concepts" sed the author). The book is primarily addressed to students in physics and it may be a valuable documentary source in the field of stability theory.

M. Voicu

* * * *A Glossary of Computing Terms, An Introduction.* Edited by The British Computer Society Schools Committee, Glossary Working Party, Fifth edition. Published by Cambridge University Press on behalf of the British Computer Society, Cambridge, London, New York, New Rochelle, Melbourne, Sydney, 1987, XII + 74 pp.

This booklet contains over 800 common computing terms which are explained in simple language. Divided in 15 sections (Applications, Communications, Data Representation and Structure, Documentation, Input and Output, Computer Personnel, Computers, Programming Languages, Storage, Operational Processes, Programming, Machine Architecture, Systems Software, Truth Tables and Logic Gates, Units) the Glossary covers a wide variety of topics and allows quick and easy reference. Undoubtedly it represents an efficient tool for anyone requiring a simple introduction to computer terminology.

M. Voicu

RICHARDSON J. (Ed.), *Models of Reality : Shaping Thought and Action.* Lomond Publications, Inc., Mt. Airy, Maryland, 1984, XIV+328 pp.

The book is an original cross-disciplinary collection of essays written by world experts (engineers, scientiests, mathematicians and political scientists) from different countries and published in cooperation with UNESCO. A remarkable feature of this collection consists in the editor succesfull efforts to demonstrate that the man is an animal who makes and uses verbal, mathematical, physical and pictorial models. In this respect the first sentence of chapter 17 : „man is a model-making animal" may be adopted as a motto of the whole volume. This appreciation is entirely confirmed by the contents : Part 1. *Concept :* 1. A Primer of Model Systems ; 2. The Earth as a System ; 3. The Determination of Form ; 4. Some Principles of Mathematical Modeling ; 5. On Logic, Axioms, Theorems, Paradoxes and Proofs ; 6. An Interactive Modeling System as a Tool for Analyzing Complex Socio-economic Problems ; 7. The Development of Models in Urban and Regional Planning ; 8. Social Models : Blue-prints or Processes ? Part 2. *Application :* 9. Global Modeling in the 1980s ; 10. The Politics of Model Implementation ; 11. On Modeling, Limits and Understanding ; 12. Information Sources for Modeling the National Economy ; 13. Societal Use of Scientific and Technical Research : Existing and Alternative Models ; 14. Simulating a Small Nation's International Scientific Contacts : an Evaluative Analysis 15. Uses and Limitations of Models in Policy Planning and Evaluation ; 16. Micro-operational Reserach : A Simple Modeling Tool for Managers ; 17. Models in Science Education ; 18. The Brain Builders ; 19. Quantum Physics : the Power and Mystery of the Subatomic World ; 20 A New Model of Time, a New View of Physics ; 21. Models of Reality.

The book is addressed to anyone interested in problem-solving and its reading is a real intellectual delight.

M. Voicu

JAMSHIDI M., MALEK-ZAVAREI M., *International Series on Systems and Control.* Editorial Board : G. M. Singh, H. Akashi, C. Y. Ho, B. Petrov, Vol. 7, *Linear Control Systems — A Computer-Aided Approach.* Pergamon Press, Oxford—New York—Beijing—Frankfurt—Sao Paulo—Sidney—Tokyo—Toronto, 1986, XIV+622 pp.

The main theme of the book is the application of computers (Personal Computers) in the analysis and design of linear systems. This text contains a wealth of information about control systems modeling.

A typical chapter of the book begins with an introduction section which is followed by a theoretical development or a mathematical description, which are further illustrated by numerical examples ; occasionally certain important techniques are summarized by an algorithm. The various system and control concepts are coded in extended BASIC and the respective main or driver programs are listed within the text.

The book is divided into three major parts, each consisting of a number of chapters.

Part I, *Mathematical Background,* presents : a review of linear algebra (Chapter 2) and the Laplace and *z*-Transforms (Chapter 3).

Part II, *Analysis,* is devoted to the analysis of linear systems. This part discusses : Chapter 4 — System modeling : transfer functions (frequency domain) and state-space representation (time-domain), state transformations and linearization of nonlinear systems : Chapter 5 — Model reduction of large-scale linear time-invariant systems ; perturbation (singular and regular) and aggregation (time-domain and frequency-domain) are presented also ; Chapter 6 — Solution of the state equation ; in this chapter are discussed following systems : continuous-time, discrete-time in both time-invariant and time-varying cases ; Chapter 7 — System stability ; this chapter includes the system theoretical stability concepts : a) in the classical control (such as : Routh-Hurwitz and Jury-Blanchard criteria, the root locus method, Bode and Nyquist diagrams and the Nyquist

criterion) and b) in the modern control (such as : zero-input and zero-state stability, the Lyapunov method and the circle criterion) ; Chapter 8 — Controllability and observability ; the canonical decomposition of an uncontrollable (unobservable) system into controllable (observable) system, as well as minimal realization and duality, are presented.

The Part III, *Design*, is concerned with the design of linear single-input single-output (SISO) or multi-input multi-output (MIMO) systems In this section are considered : Chapter 9 — CAD of SISO linear control systems by series and feedback compensation ; the chapter is devoted to the detail design problems with the aid of computer programs using root locus and frequency responses (Bode and Nyquist diagrams) ; Chapter 10 — Feedback control and state estimation ; in this chapter is presented the design of linear MIMO systems using the pole placement and the state estimation ; Chapter 11 — Design of linear SISO via parameter optimization ; in the chapter are utilized the functional minimization techniques, the Parseval's theorems for both continuous-time and discrete-time systems.

The subject matter and multitude of problems make the book an excellent course on „classical/modern control and linear systems". The groups that will derive the greatest benefit from this book are the practicing engineers and the designers in the control systems area and the students in Electrical and Computer Engineering.

Adr. Adăscăliței

FRIEDLAND B., *Control System Design : An Introduction to State-Space Methods*. McGraw-Hill Book Company, New York, Hamburg, etc., 1987, XIV+ 513 pp.

The author of this book believe that this new „state-space" approach to control system analysis and design has now become the basis much of modern control theory. The reviewer also believes that state-space concepts have made an enormous impact on the thinking of those control scientists and engineers who work at the frontiers of technology.

Who is the book aimed at ? In one place the author states that it is written for engineer who is more interested in using the results of state-space methods than in proving them, in another that it assumes that the results are useful. In fact, the book is very suitable for a general audience of engineers, scientists and students who are interested in becoming familiar with state-space methods either for direct application to control system design.

The book is divided into three parts. The first five chapters make up part one and set the stage for the use of state-space methods for control system design. Part two is made up the next three chapters which cover a set of procedures for designing compensators for controllable and observable processes. The final part of the book comprises chapters 9...11, and present the optimization of these designs.

Part one overviews the elements of : feedback control, state-space representation of dynamic systems, dynamics of linear systems, frequency-domain analysis, controllability and observability.

Part two covers with admirable clarty : shaping the dynamic response, linear observers, and compensator design by the separation principle.

The part three deals with : the optimization of the gain matrix of the full-state control law, the theory for the optimum observer (Kalman filter), the random processes.

Finally, the author have included an appendix : matrix algebra and analysis.

The book is clearly written, well produced and have two good indexes (one is the index of applications) and a good set of block diagrams. There are problems at the end of each chapter ; answers are provided.

This book is strongly recommended to all who wish to get a good grasp of state-space methods.

Adr. Adăscăliței

SAGE P. A., *Linear Systems Control.* Pitman Publishing Limited, London, 1981, 546 pp.

The book realises an exhaustive presentation of theoretical and practical aspects concerning linear systems control (LSC).

In the first part (chapters 1...3) of the work are reviewed the introductive aspects of LSC ; the time evolution of these, the mathematical bases that are necessary to exposition of analysis and synthesis methods of LSC, the main types of LSC (electrical and mechanical mains, and so on).

In chapter 4 are defined the analysis critera of LSC and establishing of their performances.

In chapters 5 and 6 are presented the methods of the B o d e diagrams and roots locus of LSC design.

Thus, it is suggested the content of technical conditions which must be at the design basis of any LSC.

Chapter 7 contains some possible development trends of LSC analysis and synthesis methods.

A great attention is payed to numerical methods of LSC simulation.

It is determined the coast function as an assessement criterion of LSC optimum.

All chapters contain a great number of exemples that are solved or which are proposed to resolving.

Through its content, the work is intended for both students training in the field of automatic control and designers in this field.

In comparison with another similar works, the book achieves a harmonious presentation of „classical" and „modern" methods of LSC analysis and synthesis.

M. Ilinca

ACKERMANN J., *Sampled-Data Control Systems (Analysis and Synthesis Robust System Design).* Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1985, XIV+596 pp.

The book provides a detailed overview on the analysis and synthesis of sampled-data systems, representing a revised translation of the german edition of 1983.

After an introductory chapter including examples of sampled-data systems and some problems for sampled-data loops, the theoretical fundamentals of continuous systems are discussed in chapter 2. Chapter 3 treats the modelling and analysis of sampled-data systems by means of state space and Z-transform methods.

In chapters 4 and 5 the development moves to structural properties (controllability, reachability, observability, constructability), particularly emphasizing engineering aspects such as : controllability regions for constrained inputs, choice of the sampling interval, reduced order observers, disturbance observers.

Chapter 6 deals with control loop synthesis, controller structures being described both from a state-space point of view and by the help of a polynomial equations based procedure. Other topics are : cancellations, prefilters and disturbance compensation.

Pole region assignment is investigated in chapter 7 and then the treatment becomes oriented to the design of robust control system (chapter 8). The broad aim is to develop techniques that will assure the robustness for large plant parameters uncertainties.

Chapter 9 contains a few topics referring to multivariable systems : finite effect sequences and its employment as well as a section of quadratic optimal control.

Three apendices outline the mathematical background of this approach : canonical forms and results from matrix theory, Z-transform and stability criteria. The forth appendix presents two application examples.

It is hard to find so many modern topics (design of robust control systems, controllability of systems with constrained inputs use of FESs, analysis and synthesis techniques evaluated from the numerical point of view) covered in any other single volume.

A reach bibliography lists both earlier and recent literature to allow the reader to follow up particular aspects. Each chapter of the book includes a large number of examples and problems involving applications of sampled-data systems in control engineering.

The book has grown out of the author's theoretical and practical great experience with design of automatic control systems, representing a significant contribution to the literature in this area, an excellent guide to novice and expert alike.

It s highly recommended to engineers, researchers, graduate and post-graduate students and it is expected to become a standard reference text.

Oct. Păstrăvanu

LIPOVSKI J. G., *Microcomputer Interfacing.* Lexington D. C., Heath a. Comp., 1980, 427 pp.

In the first chapter, after a few general considerations on microcomputers, the author presents the instructions set of 6800 and 6809 microprocessors, with applied examples.

Chapter two deals with the notion of „data bus" and develops the specific hardware, focusing on bus interfacing.

Microcomputer interfacing from the point of view of parallel communication is troughly discussed in chapter three.

Chapter four is dedicated to interrupts and alternatives. They are studied first generally, then applied to 6800/6809 microprocessors.

Chapter five is a detailed analysis of analog interfacing of microcomputers (input—output transducers basic analog processing components, signal conditioning, 9 D converters, D/A converters, data-acquisition system).

Chapter six's subject is interfacng microcomputers with timers and counters.

In chapter seven, the author discusses the methods of microcomputer interfacing for serial communication. After presenting the UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) circuits, the author studies the frame protocol for special transmissions, taking M 6850 for example.

This book contains a large amount of detailed information on microcomputer interfacing, presenting some specific problems at the end of each chapter.

It is very useful to qualified engineers involved with microcomputers interfacing for processor systems, communication and with specific hardware for computers.

Al. Valachi

* * * *Stochastic Processes in Underwater Acoustics.* Edited by C. R. Baker, Lecture Notes in Control and Information Sciences No. *85*, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, London, Paris, Tokyo, 1986, 205 pp.

This volume is a collection of research papers, the unacoustomed reader to this topic being refered, from the introduction, to the handbooks. Following, the audience of the volume is rather scanty.

There are seven chapters, each dealing with a specific topic and the short introduction written by the editor and presenting the volume. The content is as follows : 1. Identification of Causal Linear Filters and Applications in Underwater Acoustics, (D. de Brucq) ; 2. Multiple Time Delay Estimation in Underwater Acoustic Propagation, (G. Jourdain and M. A. Pallas) ; 3. Optimal Filtering in the Presence of Multipath, (J. M. F. Moura and M. J. Rendas) ; 4. Level Crossing Reperesentations, Poisson Asymptotics and Applications to Passive Arrays, (A. O. Hero and S. C. Schwartz) ; 5. Nonlinear Data Observability and NonGaussian Information Structures, (R. R. Mohler and C. S. Hwang) ; 6. Likelihood Ratios and Signal Detection for NonGaussian Processes, (C. R. Baker and A. F. Gualtierotti) and 7. Detection and Contrast, (B. Picinbono and P. Duvaut). A List of Contributors and a Subject Index complet the volume.

The editor and the authors have managed to broaden the interest of the book by dealing with some aspects, methods and results which are also applicable to other areas than underwater acoustics. Efforts have been made to develop enough general models and algorithms and to write self-contained chapters.

The volume addresses to engineers and mathematicians involved in stochastic processes and their appplications to underwater acoustics, signal processing, wave propagation, communications and seismology. Some chapters can be profitably readed by those involved in ultrasounds investigations in medicine and biology.

H. Teodorescu

* * * *The Analyss of Concurrent Systems.* Edited by B. T. Denvir, W. T. Harwood, M. I. Jackson and M. J. Wray, Lecture Notes in Computer Science Series No. 207, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1985, 398 pp.

This volume represents the Proceedings of the Workshop with the same title, held at Cambridge, UK, September 1983. The Proceedings are structured on two parts, corresponding to the main parts of the event. The first part includes four tutorial papers, and the second part is briefing the workshop itself. The tutorial papers are: *Using Algebra for Concurrency: Some Approaches*, by R. Milner; *Some Aspects of Net Theory*, by P. S. Thiagarajan; *From State Machines to Temporal Logic*, by R. L. Schwartz and P. M. Melliar-Smith and *A Practical Approach to the Analysis of Concurrent Systems*, by J. R. Abrial. These tutorials aimed to offer an insight into some of the current theoretical developments related to the topic of concurrent systems.

Prior to the Workshop, ten problems were distributed to the participants and the solutions were discussed at the event. The second main part of the volume reviewed contains these problems and the presented solutions with detailed discussions by their authors. In fact, this section can be viewed as a collection of papers on fixed subjects (the problems). Moreover, all the problems are presented in detail, with their motivations. Surely, the various approaches to the same problem by different authors is most exciting. Two problems have not found solutions, while other two have found more than ten solutions.

Of course, such a volume has a specific flavour, but the disadvantage consists, probably, in a limited number of readers. However, the editors succeeded in offering a volume to be of interest to many researches in the field, as well as by others who are keen to have a look on some new trends in the theoretical research supporting the field of automation and computers.

H. Teodorescu

APRUZZESE G., FRAULY C., *IBM PC du laboratoire à l'industrie.* Collection „Micro-informatique professionnelle", Dunod, Paris, 1986, VIII+242 pp.

Le but de cet ouvrage est de présenter les immenses possibilités du IBM PC et son adaptation aux besoin de l'industrie.

Ce livre se compose de quatre grandes parties :

La première (les chapitres 1...5) : *Description Technique* présente : les composants de base de l'IBM PC ; les grands frères du PC : AT (Advanced Technologie), PC industriel, PC/ES (Extensions Scientifiques), RT/PC — ordinateur à jeu réduit d'instructions ; système d'interruptions ; le bus I/O — une extension du bus système duquel sont extirpés tous les signaux logiques ; les systèmes d'exploitation et languages de programmation.

Dans la deuxième partie (les chapitres 6...14) : *Interface avec le Monde Industriel*, sont analysés : l'interface entre le PC et les systèmes techniques ; la carte prototype ; la liaison par bus I/O et exemples de liaison ; la liaison série RS232-C ; les exemples de techniques de contrôle de la carte asynchrone ; la liaison IEEE-488 (norme définissant une interface numérique pour l'instrumentation programmable) et des exemples de programmation d'un bus IEEE-488 ; les cartes additionnelles standard tel que les adapteurs d'écran, d'imprimante, de disquette, de port asynchrone, etc.

La troisième partie (les chapitres 15 et 16) : *Interface avec l'Opérateur*, est consacrée aux interfaces de demain : la synthèse/reconnaissance vocale et l'écran tactile et au code barré de la codification des produits.

La quatrième partie (les chapitres 17 et 18) : *Interface avec d'autres Ordinateurs* est dédiée au plus important problème des réseaux locaux en boucle à jeton (Token Ring) et aux émulations d'un terminal (qui consiste à le remplacer par un micro-ordinateur) en ajoutant à ce passage quelques fonctions supplémentaires : le dialogue terminal — ordinateur et/ou le contrôle des divers systèmes industriels.

Ce livre s'adresse également aux utilisateurs de micro-ordinateurs : étudiants, techniciens, ingénieurs, chercheurs et informaticiens. Il me paraît superflu d'ajouter que cette ouvrage est désormais indispensable à tous ceux qui s'intéressent aux problèmes spécifiques en recherche et en production, au pilotage des appareils de mesure, à l'aquisition et au traitement des données, au contrôle et à la commande des processus de production.

Adr. Adăscăliței

* * **ICEM'86 München, International Conference on Electrical Machines*, September 8—10, 1986, organized by Technische Universität München, Universität der Bundeswehr München, Proceedings, Editors : Prof. Dr. Ing. H. Bausch — Lehrstuhl für Elektrische Machinen, Universität der Bundeswehr München ; Prof. Dr. Ing. Lorenzen — Lehrstuhl für Elektrische Maschinen und Geräte, Technische Universität München ; Prof. Dr. Ing. D. Schröder — Lehrstuhl für Elektrische Antriebstechnik, Technische Universität München. Survey Lectures 56 pp., Part I, II, III, 1190 pp.

The first volume of the Conference Proceedings comprises six survey lectures concerning with problems of quite actual and prospective interest : 1. The Turbogenerator — Evolution — Status — Progress ; 2. Three-Phase A. C. Traction Drives ; 3. Servo Drives for Machine Tools and Robotics ; 4. Survey of Large Inverter Fed Motor Designs for Variable Speed Drives ; 5. Speed Controlled Industrial Drives ; 6. New Converter Fed Permanent-Field Motor.

Part I, II, III contain papers presented in 10 Sections of different scopes : a) *New Materials and Components, Superconducting Machines :* the status and prospective development of synchronous s.c. generators, the usage of new magnetic and insulating materials are presented ; b) *Theory of Electrical Machines :* the influence of saturation within machine models, specific aspects of the asynchronous double-cage motor, 2-speed commutated and 5-speed motors, the solid iron rotor and the reluctance machines are studied; c) *Computer Aided Design, Tools and Optimization:* the design and optimization of self-controlled synchronous motors, induction single-phase capacitor motors and induction split-phase motors, permanentic and REPM generators are dealt with ; d) *Linear-Drives :* most of the papers deal with applications of LIM in the electrical traction ; there are exposed particular constructive elements and the performance analysis under different supplying conditions ; the linear motors excited with permanent magnets of different shapes and material composition are also studied ; e) *Design, Manufacturing, Cooling* : new induction machine design methods are intended to include new materials, to improve the behaviour and energetic performances, to develop new types of windings for change-pole motors and new constructive types, e.g. middle ring motors ; new constructive solutions, e.g. slotless armature, for the d.c. machines and the control of the commutator manufacture are presented ; aspects of design of rotating generators and locomotive transformers and some methods to control the temperature in turbogenerators and induction motors are indicated ; f) *Parasitic Phenomena, Vibrations, Noise, Losses :* additional losses, vibrations and noise are studied, caused by supply systems (s.c. inverter sources), magnetic texture, material properties, or by constructive imperfections ; a special attention is paid to the self-controlled synchronous machine ; g) *Modeling, Identification, Testing :* classical and special construction induction machine and the synchronous machine with different control strategies considered ; the computer usage to study the supply influence on the motor performances and multipurpose computer programmes are

presented ; h) *Field Theory, Mathematical Methods ;* saturation effect, ferromagnetic circuit losses, configurations of the magnetic field depending on the circuit shape, coupling of the main field and leakage field saturation, airgap flux density distribution, force calculation in electromagnetic devices are treated by means of various mathematical methods : the computation of a finite difference solution, the finite element analysis, the boundary-element method and the method of tubes and slices, etc. ; h) *Converter-fed d.c. Machines, n.c. and Robotic-Drives :* there are presented the stability analysis of n.c., robotic and speed controlled drives, studies of an autopiloted inverter current-fed synchronous machine, a converter-fed d.c. series motor, the reversible operation of a drag-cup a.c. servomotor ; j) *Inverter-fed a.c. Drives :* some of the very large variety of topics are : the behaviour of field-oriented controlled induction machine, design methods for current and speed controllers, GTO-pulse inverters with on-line optimized pulse patterns for current control ; a comparative study of control concepts for high performance inverter fed synchronous machine is presented and the transient behaviour is also approached ; k) *Transient Phenomenà :* particular aspects regarding synchronous and asynchronous machines are delt with ; l) *Small Machines, Special Machines ;* a multitude of aspects are studied regarding the six-phase induction motor, single phase capacitor motor, the stepper-motor in dynamic operation, repulsion motor, reluctance machine, helical-motor, a reluctance linear actuator, permanent magnet synchronous motor in brushless servo-drives, the hysteresis motor, brushless d.c. motor for an electrical artificial heart etc. ; m) *Permanent Magnetic Machines :* there are presented properties of new permanent magnet materials and new types of machines using them : d.c. servo-motors, stepping motors, synchronous motors and generators etc.

The Conference Proceedings contain a large documentation belonging to almost all research, design and application ranges, along with information on the market situation regarding modern electrical machines. There are presented very recent results of authors, research and manufacturing groups from all over the world. The organization of this scientific manifestation in München has represented a succes and it has enabled the extension of the collaboration and scientific exchanges among specialists from all over the world. The contribution of the local Organizing Comittee and specially of editors was remarkable and the graphic of the Proceedings of high quality.

Al. Simion, Carmen Filipiuc

SÉGUIER, G., *Power Electronic Converters, AC—DC Conversion.* North Oxford Academic, A division of Kogan Page, 1986, X+362 pp.

This book is the first of a series of four devoted to power electronic converters, covering respectively : AC to DC conversion, AC to AC conversion, DC to DC conversion, DC to AC conversion. The first volume in the series is devoted to rectifiers ; the presentation of rectifiers is based on two underlying concepts : (1) As a result of the increasing numbers and power ratings of converters, more and more importance is being attached to the „reaction on the supply system". It is often necessary to select a rectifier on the basis of the permissible system perturbation. (2) The operation and characteristics of a converter depend to a large extent on its power „source" and the „load" to which is connected. If both source and load are assumed to be perfect, the initial presentation can be quickly given. However, if actually usable results are to be obtained, account has to taken of the source impedance and load related parameters. The volume is divided into ten sections : 1. Introduction ; Semiconductors and Configurations Used ; 2. Half-wave Diode Rectifiers ; 3. Diode Bridge Rectifiers ; 4. Combinations of Diode Rectifiers ; 5. Effect of Diode Rectifiers on the Supply System : Circuit Comparison and Selection ; 6. Notes on the Effects of the Load Characteristics ; 7. Half-wave Thyristor Rectifiers ; 8. Thyristor Bridge Rectifiers ; 9. Thyristor Rectifiers Combinations ; 10. Comparison of Controlled Rectifiers.

Adr. Adăscăliței

HEUMANN, K., *Basic Principles of Power Electronics*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, London, Paris, Tokyo, 1986, XX+294 pp.

Emphasizing the impact of new device, circuit and control developments (in particular, new components, such as the GTO and power MOSFET) on almost every aspect of Electric Energy Systems, the book attempts to prepare as well university student as the practicing engineer for a comprehensive study of the principles and techniques of power electronic technology. This is clearly a considerable task, even for this work.

The Chapters 1...3 are a text on basic functions of static converters, system components and power semiconductor devices. Explanations of some snubber circuits, triggering, cooling and protection devices follow in Chapter 4. Chapter 5 presents a brief discussion of the switching operations and commutation. Semiconductor switches and power controllers for AC are presented in Chapter 6. Chapter 7 describes the externally commutated converters. The self-commutated converters are described in Chapter 8. The power systems for converters are presented in Chapter 9, while the loads for converters are described in Chapter 10. This is followed by Chapters 11 and 12 in which the author defines energy, respectively control conditions. Chapter 13 contains a detailed compendium on the semiconductor converter applications. A brief introduction to the routine tests appears in Chapter 14.

The presentation of the book is as good as it might be. A large bibliography is included at the back of the book, majority cited from German publications.

This textbook can be used as a self-teaching introductory guide to the subject of „Power Electronics", and meets most of the goals described in the preface. The text is superbly written and has very good illustrations.

Adr. Adăscăliţei

BATTY M., *Microcomputer Graphics — Art, Design and Creative Modelling*. Chapman and Hall, London, 1987, XII+331 pp.

The book presents a sum of principles governing microcomputer graphics, the art creativity becoming here the program structures creativity. To appreciate the whole phenomenon, both program run and pictures generated must be considered.

After an introduction about the evolution of computer art and graphics in chapter 1, chapter 2 provides the elementary graphical operations available in BBC Basic and then the geometrical prerequisites consisting of simple mathematical techniques to design creative software utilizing graphics primitives. Generation and filling of circles, ellipses and creating patterns from simple shapes : random ellipses, random rosettes, stochastic painting are illustrated with BBC Basic programs.

In chapter 3 the author extends principles of graphic design which involve generating complexity from combination of simple objects as well as ideas of geometrical transformation. Some illustrative examples as : Transforming the D u r e r's head, Rotating ellipses, Butterflies, Cloud sculptures are presented.

The following chapter deals with the construction of pictures from program modules or segments, complexity being built up through combining different techniques. A simple animation consisting of switching the colours of the picture is revealed (Random landscape, Window of New-York). The basic computer idea of recursion is also introduced with applications in the recursive design of trees (The vale of Glamorgan, Vermilion sands).

Chapter 5 develops the idea of randomness and the degree to which structure and form emerge from random simulation subject to geometrical constraints (City system, River systems). Further on, implications of fractal geometry in computer graphics are explored and exemplified with various programs and pictures : Planetrise, Alpine range.

Chapter 6 shows how three dimensional world can be mathematically transformed into the two dimensional view on computer's screen. The representations of transformations and the perspective are based on homogeneous coordinates and their transformations. Backsurface elimination, rotation and animation are also presented.

Chapter 7 develops some techniques of animation, cartooning and simple computer movies and is followed by a chapter of conclusions.

This book — an excellent guide convering a lot of aspects of computer graphics — is largely tailored to designers and artists who require a firm introduction to the potential of microcomputer art, also to those studying computer programming with graphic applications, as well as to those who want to explore how formal design principles can be developed in computer graphics.

B. Moroşan

* * * *International Power Electronics Conference*, March 27—31, 1983, Tokyo, sponsored by The Institute of Electric Energineers of Japan, Conference Record, vol. **1**, 1—859 pp., vol. **2**, 860—1821 pp.

The Conference Record presents two invited survey papers (1. Electronic Challenges for Innovation in Industrial and Social Systems ; 2. Power Electronics ; Historical Review, Present Status and Future Prospect) and a number of 168 contributed papers, selected upon session of different fields : a) *Power Devices* (results are presented concerning high power buried GTO with amplifying gate structure and high voltage, high power GTO ; power bipolar transistors and power MOSFETs, snubber and triggering circuits, high power light-activated thyristors are also studied. Most of the papers deal with the up to Conference date achievements of Japan, American and West-german manufacturers, as bipolar transistors of Westinghouse DB 11508004 (500 V, 800 A) and Toshiba Geant Transistor 25 D116 (900 V, 200 A) power FETs of Siemens RUZ54 (1000 V, 4.7 A) and International Rectifier 2NC 766 (200 V, 30 A), IRF450 (500 V, 13 A), GTOs of Hitachi, Mitsubihi and Toshiba (250 V, 100 A), etc. ; b) *H.V.D.C.* (high voltage direct current energy transmission thyristorsvalve and of the direct water-cooled HV thyristor-valve for HVDC transmissions) ; c) *Motor Drive and Control* (a great number of papers deal with transistor, thyristor or GTO converter-fed motor drives, the microprocessor assisted speed control, or there are theoretical papers that study the operation characteristics of d.c. brushless motor) ; d) *Analysis and Simulation* (analysis of PWM inverter with instantaneous feedback control, hybrid simulation of PWP inverter-fed induction motor, converter system with digital mean value detector, etc.) ; e) *Power Converter* (GTO inverter for adjustable speed AC motor drives, current source inverter of working frequency up to 400 Hz, high power transistor inverters, self-commutated converters with semiconductor devices of new types are studied) ; f) *Industry Applications* (there are enclosed papers that deal with high-frequency lighting supplies, applications of the linear induction motor, etc.) ; g) *Energy and Power System* (the energy storage, the improvement of the AC systems stability, the optimization of the solar energy conversion, control and characteristics of superconductive magnetic energy storage connected to power systems, direct digital control of thyristor converter for superconducting magnet are treated) ; h) *Reactive Power* (methods of reducing harmonics in input AC line currents of thyristors rectifier circuits and methods to compensate the reactive power in HVDC transmission systems) ; i) *Traction Applications* (problems concerning with the electronic control and with the power equipment on locomotives and electric cars, linear motor and asynchronous motor traction, magnetic levitation, inverter supplies are studied).

The Conference Record represents an exceedingly valuable documentation concerning the achievements and future trends in power electronics and drive systems, mainly based on a.c. motors. A high theoretical level and a large applicability are to be found in the papers presented by contributors.

Carmen Filipiuc

* * * IEE Conference Publication, No. *264, Second International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*. Institution of Electrical Engineers, London, 1986, X+252 pp.

This proceedings volume contains papers presented at the Birmingham Conference (November 24—26, 1986). The selected papers were chosed on the basis of their immediate relevance to the most fundamental aspects of variable-speed

drives and the newest developments in this area Topics covered include : power semiconductors, device applications, synchronous motor drives, drive systems, traction, microprocessor applications and harmonics/DC drives. Several papers reviews : transistorized high-voltage converters, power bipolar transistors, snubber design model for diode turn-off, modulation techniques in brushless PM motors. Other papers discuss : variable speed drives using GTO thyristors, GTO and transistor inverter, erros in PWM-pulse width modulation waveforms, functional on-line adaptive control of PWM inverter line current harmonics, compensation of distortion current, regenerative control range in phase controlled thyristor converters. The poster session offers additional papers concerning : matrix and eigenvaue analysis for static K r a m e r drive, analysis and modelling of DC-to-DC resonant converter, fully regulated two-output DC-to-DC converters with one switch, AC motor control IC, vector-controlled cage induction motor drive, high power pulsed power supply.

The papers presented in this book represent a significant contribution to the aims and scope of the conference, which were : to look for common features across different application areas, to examine ideas and methods, to yield a list of research topics. Research carried out by the world's leading specialists is included and proeminent industrial applications are presented as a means of illustration.

Adr. Adăscăliței

* * * IEE Conference Publication, No. *256, Second International Conference on Power System Monitoring and Control.* Institution of Electrical Engineers, London, 1986, XII+405 pp.

This volume contains the Proceedings of the University of Durham Conference (July, 8—11, 1986), representing viewpoints and experience from a variety of countries around the world. It offers to the reader an opportunity to update his knowledge on the theory and practice of „power monitoring and control". The aim of the conference was to exchange new ideas in some areas of research, covering : the role of load despatch and forecasting, the fields of security assesment, the area/district control centres, the emergency control and security, the state estimation of power systems, the voltage control and VAR despatch, the load management and economics, the pool national control centres, the education and training, the operational and substation control, the optimal load flow and equivalents, the scheduling and operational planning, the monitoring equipment and system dynamics. Discussions also covered all types of practical experience gained when utilizing future technologies : artificial intelligence method, expert decision-support, stability limit selection and programming in logic for power systems control.

One of the main points considered was the management aspects in the implementation of a large capacity supervisory control and data aquisition system (SCADA).

Supported by several papers the panel discussion raised some further points : state vector measurements, pre-estimation and bad-data-detection, topological errors in state estimation, hierarchical control system.

The presentation of the results of research proved profitable to all those working on the improvement of „power system monitoring and control" quality and reliability.

Adr. Adăscăliței

* * * IEE Conference Publication, No. *272. First International Conference on Industrial Power Engineering.* Institution of Electrical Engineers, London, 1986, VIII+199 pp.

The book contains the papers from the International Conference held in London, (December 3—5, 1986), and appeals to researchers, designers and users of „industrial power engineering systems".

Papers presented are organized into six parts : 1. Technical, Economic and Practical Requirements of Overall Design ; 2. Instalation, Maintenance and Safety of Industrial Systems ; 3. Based Load Supply and System Protection ; 4. Selection of Equipment ; 5. Nature of Loads ; 6. Additional Papers.

A whole session was dedicated to papers describing harmonics and power factor correction in a power network. During the discussion it was noted that most of works presented at the conference showed an advanced treatment of the problems associated with : harmonic interferences in power supply networks, harmonics and commutation spikes from large drive converters in an isolated power system, limits of radio frequency emission, together with a lack of results concerning the microprocessor-based power system protection schemes, interactive engineering data bank, sources and control of mains distortion voltage.

Some papers deals with : CAD of industrial power systems, electronic relays, reliability of circuit breaker panels, synchronous generators for furnance, computer stability program for the calculation of the dynamics of industrial power systems.

The unique opportunity of meeting for the first time, given by this conference to people working on related topics, provided an exciting enviroment for discussion, exchange of ideas and planning for joint research efforts.

The proceedings represents a comprehensive survey of the research projects that are currently in progress in the field of industrial power engineering and provides an exhaustive set of references helpful to investigators approaching this field for the first time.

Adr. Adăscăliței

FRITZSCHE G., *Signalübertragung.* VEB Verlag Technik, Berlin, 1987, 189 S.

Das Buch stellt die vom Systemaspekt ausgegangenen wichtigsten Methoden und Verfahren der Signalübertragung dar. Es konzentriert sich auf elektrische Vorgänge und Einrichtungen, was die Anwendungen in Verbindung mit der Schlüsseltechnologie Mikroelektronik und der Rechentechnik in der elektronischen Messtechnik und in der Automatisierungstechnik ermöglichen. Vorausgesetzt werden allgemeine Kenntnisse der Signalanalyse und -beschreibung. Darauf aufbauend werden die Grundlagen in gestraffter Form dargelegt. Inhaltlich wird stufenweise vorgegangen. Die Kapitel des Buches haben die folgenden Titel : 1. Einordnung und volkswirtschaftliche Bedeutung ; 2. Signal- und Informationsübertragung im Überblick ; 3. Analoge Zwei- und Vierpole ; 4. Zeitdiskrete Systeme ; 5. Filterentwurf ; 6. Systemtheorie ; 7. Technische Anwendungen. Das Buch wendet sich an Hoch- und Fachschulingenieure im Forschungs- und Entwicklungsbereich sowie an Absolventen und Studenten aller technischen Fachrichtungen, die in kurzgefasster Form die gesetzmässigen Grundlagen der Signalübertragung kennenlernen wollen.

M. Voicu

THE ENTREPRISE FOR TRANSDUCERS AND DIRECT REGULATORS. PAȘCANI

offers you :

1. *Electronic Meter for Thermic Energy*

Use : Thermic energy measurement in different industrial plants.

— Return temperature : 25° ... 130°C ;
— Turn temperature : 30° ... 150°C ;
— Difference of temperatures : 5° ... 100°C.

2. *Electromagnetic Flow Sensing Devices*

Use : Volumetric flow measurements of liquids with electroconductibility higher than 200 S/m.

— Rated diameters : 10 ... 800 mm ;
— Rated pressures : 6, 10, 16, 25 bars ;
— Precision : 1%.

3. *Electromagnetic Valves*

Use : Execution or safety device in automatic plants and for remote control.

— Rated diameters : 1.5 ... 150 mm ;
— Operating pressure range : 0 ... 50 bars ;
— Maximum operating temperature : 240°C ;
— Operating fluids : air, natural gas, neutral gas, water oil, liquid fuel, refrigerating agents.

4. *Rotametric Flow Detector*

— Rated diameters : 25, 32, 50, 65, 100 mm ;
— Rated pressure : 64 bars ;
— Operating fluid temperature : 10° ... 150°C.

5. *Total Radiational Pyrometer*

Use : Measurement and adjustment of high temperatures.

— Operating range : 600° ... 2000°C ;
— Precision : $\pm$ 1.5% ;
— Time constant : 0.8 s.

6. *Electronic Pyrometer with Bolometer*

Use : Remote temperature mesurements.

— Operating range : 500° ... 2000°C ;
— Measuring distance : 0.5 ... 8 m.

7. *Thermal Resistances*

Use : Temperature measurement and adjustment in thermal processes.

— Measured temperature range : — 200° ... 500°C ;
— Thermoelement material : Pt, Cu.
— Design version : normal, high speed, bend version, for liph pressure, flat, miniature version, for rooms, for oilers and sternposts.

8. *Thermocouples*

Use : Temperature measurement and adjustment in industrial processes.

— Measured temperature range : 0° ... 1600°C ;
— Thermocouple material : chromel-alunel, iron-constantan, PtRh (10%)-Pt, PtRh (30%)-PtRh (6%).
— Design version : normal, subminiature, high speed, with bend for high pressures, miniature, for distilleries, multisheats.

9. *Direct Temperature Controllers*

Use : Temperature adjustment of thermal agents in tanks, thermal exhangers, and plants.

— Rated diameters : 15 ... 150 mm ;
— Rated pressures : 16, 25, 40 bars ;
— Temperature adjustment range : 0° ... 200°C.

10. *Direct Pressure Controllers*

Use : Fluid pressure adjustment in local controlling plants.

— Rated pressures : 16, 25, 40 bars ;
— Maximum operating temperature : 225°C ;
— Rated diameters : 15 ... 150 mm ;
— Operating fluid : steam, water, air.

11. *Diaphragms and Nozzles*

Use : Fluid flow measurement.

— Rated diameters : 50 ... 1000 m ;
— Rated pressures : 25 ... 350 bars ;
— Maximum operating temperature : 500°C ;
— Operating fluid : gases, liquids, steam.

12. *Electronic Portable Tachometer*

Use : Measurement of number of revolutions perminute with no mechanic contact.

— Operating range : 500 ... 50 000 rot/min ;
— Measurement distance : 80 mm for optic transducer, 2.5 m for inductive transducer.

13. *Thermal Energy Simulator*

— Turn temperature : 30° ... 150°C ;
— Return temperature : 25° ... 90°C ;
— Range : 0.30 mV.

14. *Digital Resistive Thermometer*

Use : Measurement of temperatures in the range : 0° ... 200°C.

— Supply voltage : 220 V, 50 Hz ;
— Environment temperature : + 5° ... + 40°C.

15. *Turbine, Flowmeter*

Use : Fluid flow measurements in industrial plants.

— Rated diameters : 15 ... 500 mm ;
— Maximum operating pressure : 30 bars ;
— Ambient environment temperature : 5° ... 40°C ;
— Flow range : 0.028 ... 6 500 m^3/h.

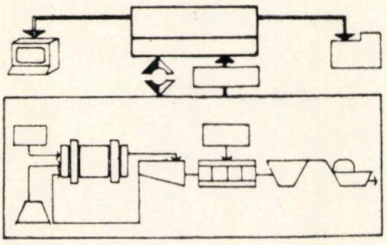
C.T.C.E. SUCEAVA OFFERS YOU PAPERS ABOUT
THE

Data Automated Computation

IN THE PRODUCTION MANAGEMENT

1

1. THE MANAGEMENT OF THE NON-FERROUS FLOTATION USING A COMPUTER (E. P. TARNIȚA)



Functions :

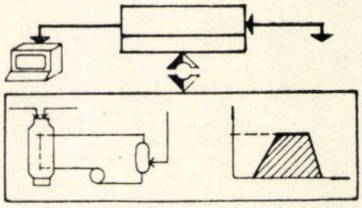
- Selection and automated computation of the main process values.
- Mineral content computation.
- On-line checking of two reactive flows.
- Instant information on the process state.

2

2. THE MANAGEMENT OF THE SULPHATE-PULP BOILING PROCESS USING A MICROCONTROLLER

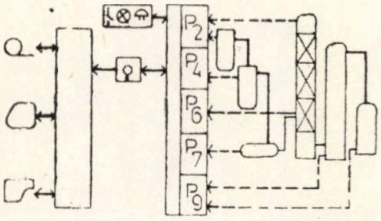
Functions :

- Selection and automated computation of the main process values.
- Boiling control following a predetermined time diagram.
- Alarm and information.



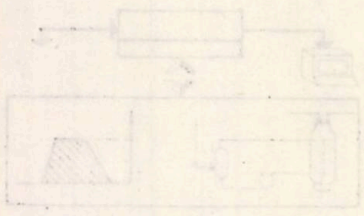
3

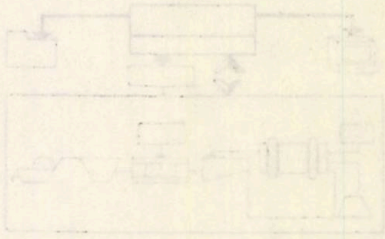
3. CENTRALIZED CONTROL SYSTEM OF THE METHYL -- METACRILATE SYNTHESIS



Functions :

- Memorizing and periodical control of the process state.
- Operator warning on the abnormal states.





MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONTI KÖNYVTÁR 1983

1988 JAN 2 2

40822